

Heinz VOLLMER

534.861.020.4

Messen von Tonhöhenschwankungen

(Mitteilung aus dem Rundfunk-Technischen Institut, Nürnberg)

Für die Qualität einer Schallaufzeichnung ist neben Frequenzumfang, Größe der nichtlinearen Verzerrungen und Dynamik der Betrag der vorhandenen Tonhöhenschwankungen entscheidend. Daher sind an die Genauigkeit und Konstanz der Tonträgergeschwindigkeit hohe Anforderungen zu stellen. Bekanntlich ist die Tonhöhe bei starrem Tonträger durch die aufgezeichnete Wellenlänge λ bestimmt, und ihre Frequenz f ergibt sich aus der einfachen Beziehung

$$f = \frac{v}{\lambda}$$

wobei v die Tonträgergeschwindigkeit darstellt. Einer Abweichung Δv von der Sollgeschwindigkeit v_0 ist also eine Frequenzänderung Δf direkt proportional. Laufgeschwindigkeitsschwankungen des Tonträgers werden hervorgerufen durch ungleichförmige Winkelgeschwindigkeit des Antriebsmotors, exzentrische Antriebsrollen, Schlupf zwischen Antrieb und Tonträger, Schwingungen und Verformung des Tonträgers. Betrachtet man den einfachsten Fall einer periodischen Geschwindigkeitsänderung, wie er durch die prozentuale Exzentrizität ϵ einer Antriebsrolle bei konstanter Winkelgeschwindigkeit ω_s gegeben ist, so beträgt die Augenblicksgeschwindigkeit des Tonträgers

$$v_t = v_0 (1 + \epsilon \sin \omega_s t)$$

und der Augenblickswert der abgetasteten Frequenz

$$f_t = f_0 (1 + \epsilon \sin \omega_s t),$$

falls sich auf dem Tonträger eine Aufzeichnung mit der konstanten Wellenlänge $\lambda = \frac{v_0}{f_0}$ befand. Der Vorgang stellt eine Frequenzmodulation dar, wobei ϵ den Modulationsgrad kennzeichnet. Der Frequenzhub ist dann

$$\Delta f = f_0 \cdot \epsilon$$

und der zugehörige Modulationsindex

$$\eta = \frac{\Delta f}{f_s} = \frac{f_0}{f_s} \cdot \epsilon, \text{ worin } f_s = \frac{\omega_s}{2\pi}$$

Bei kleinem Modulationsindex ($\eta \leq 0,5$) treten nur die Seitenbänder erster Ordnung in Erscheinung. Diese auftretenden Seitenbänder sind als eine nichtlineare Verzerrung, der gleichfalls bei der Frequenzmodulation auftretende Abfall der Amplitude der Trägerfrequenz f_0 , der bei dem angegebenen Modulationsindex ohne Bedeutung ist, als lineare Verzerrung aufzufassen.

Die Wahrnehmbarkeitsgrenze von Tonhöenschwankungen hängt von der Art des Störverlaufes, vom Charakter des Klangbildes und von der Lautstärke ab. Als besonders kritisch sind reine Töne und Klangbilder von Klavier und Geige als Soloinstrument anzusehen. Sehr langsame Abweichungen der Tonhöhe von ihrem Sollwert, etwa hervorgerufen durch inkonstanten Schlupf zwischen Antrieb und Tonträger, äußern sich lediglich als ein Absinken oder Ansteigen der Tonlage. Bei Magnettongeräten kann eine

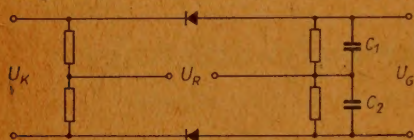


Abb. 1 Phasenmeßbrücke

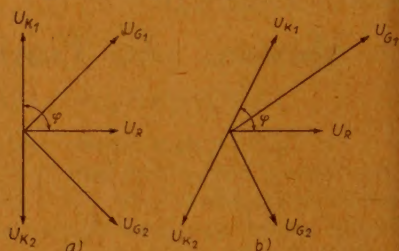


Abb. 2 Vektordiagramm der Phasenmeßbrücke

Änderung des Schlupfes durch den unterschiedlichen Bandzug zwischen Anfang und Ende eines Bandes, bei Nadeltongeräten durch die Änderung des bremsenden Momentes des Abtastsystems zwischen Außen- und Innenrinne auftreten. Beobachter mit absolutem Gehör vermögen eine Abweichung von etwa 1% wahrzunehmen. Wenn Magnettonaufnahmen gecuttet, Nadeltonaufnahmen überlappt abgespielt werden, treten sprunghafte Änderungen der Tonlage auf, die bereits bei einem Wert von 0,3% störend bemerkt werden. Während bei Schallplattenlaufwerken der Schlupf mit Hilfe einer Stroboskopscheibe relativ leicht ermittelt werden kann, setzt seine Feststellung bei Magnettongeräten das Vorhandensein eines exakt aufgezeichneten und dimensionsbeständigen Testbandes voraus. Daher begnügt man sich allgemein in der Praxis mit der Bestimmung des relativen Bandschlupfes, d. h. des Unterschiedes der Tonträgergeschwindigkeit v_A am Anfang und v_E am Ende eines vollen Bandes. Daraus ergibt sich die Größe des Schlupfes

$$S = \frac{v_E - v_A}{v_A} \cdot 100 (\%).$$

Periodische Schwankungen, etwa hervorgerufen durch die Exzentrizität umlaufender Teile, werden im Bereich bis 6 Hz als Jaulen besonders störend empfunden. Bei einem Nutzton im Bereich der maximalen Hörempfindlichkeit werden Störungen mit einem Modulationsgrad von 0,1% bereits wahrgenommen. Nach neueren Untersuchungen liegt das Maximum der Wahrnehmbarkeit bei einer Modulationsfrequenz von etwa 4 Hz. Außerdem zeigt sich, daß bei großen Lautstärken über 80 phon Tonhöenschwankungen von 0,03% bei einer Modulationsfrequenz im Bereich von 500 bis 3000 Hz und einer Nutzmodulation von 4000 Hz bereits hörbar sind. Störungen bis etwa 20 Hz führen zu einem trillernden Ton, darüber hinaus zu einer Härte und Rauigkeit des Nutztones.

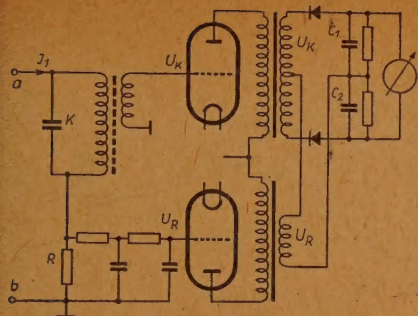


Abb. 3 Prinzipschaltbild der Anzeige

Die Messung von Tonhöenschwankungen ist nach verschiedenen Verfahren möglich. Von Interesse ist die Bestimmung des Modulationsgrades ϵ , der ein Maß für die Störung ist, und die Kenntnis der Modulationsfrequenz. Mechanische Verfahren, die auf der Ausmessung der aufgezeichneten Wellenlänge beruhen, sind sehr umständlich und betrieblich kaum anwendbar. Ein Vergleich der zur Aufnahme benutzten Frequenz mit der abgetasteten durch Lissajous-Figuren oder im Zweistrahl-Oszillograf ist zwar sehr demon-

strativ, aber schwer auswertbar, dazu ungenau und oft mehrdeutig. Für Laboratoriums- und Betriebsmessungen sind daher rein elektrische Verfahren mit direkter Anzeige vorzuziehen. Naheliegender ist die Verwendung einer in der UKW-Technik üblichen Diskriminatorschaltung zur Ermittlung des Modulationsgrades einer mit dem Prüfling hergestellten Testaufnahme.

Das neu entwickelte Verfahren benutzt eine Phasenbrücke, der die Spannungen U_K und U_R zugeführt werden (siehe Abb. 1 und 2). Stehen die Vektoren der Teilspannungen U_{K1} und U_{K2} senkrecht auf U_R , so sind die an den Gleichrichtern vorhandenen resultierenden Spannungen gleich groß, die Kondensatoren C_1 und C_2 werden auf gleiche Werte aber entgegengesetzt aufgeladen, und die am Ausgang der Brücke auftretende Spannung ist gleich Null. Bei einer Änderung des Winkels zwischen U_K und U_R sind die Resultierenden U_{G1} und U_{G2} unterschiedlich, und es tritt entsprechend der Spannungsdifferenz eine Ausgangsspannung U_G auf.

Die der Phasenbrücke zugeführten Spannungen U_K und U_R werden an einem auf die Testfrequenz abgestimmten Schwingungskreis, dem komplexen Widerstand K und an einem reellen Widerstand R abgegriffen, die beide in Reihe geschaltet mit dem Ausgang des zu prüfenden Gerätes verbunden sind (Abb. 3). Frequenzänderungen an a-b werden also in Phasenänderungen zwischen U_K und U_R umgesetzt. Zwei dem reellen Widerstand nachgeschaltete RC-Glieder drehen die Phase der von diesem Widerstand abgenommenen Spannung um 90° , so daß für den Fall, daß die zugeführte Frequenz mit der Resonanzfrequenz des Schwingungskreises übereinstimmt, die Bedingung für Spannungsgleichheit des Phasenbrückenausganges erfüllt ist. Bei Frequenzabweichung tritt am Brückenausgang eine der Abweichung proportionale Spannung auf, so daß das Anzeigeinstrument direkt in Prozent Frequenzabweichung geeicht werden kann. Die in den beiden Spannungszweigen liegenden Verstärkerröhren liefern die für das Anzeigeinstrument benötigte Leistung.

Um den Aufwand für das Gerät so klein wie möglich zu halten, wurde es für eine Testfrequenz von 5000 Hz eingerichtet. Diese ist immerhin noch niedrig genug, um auch von einfachen Schallaufzeichnungsgeräten übertragen werden zu können. Entsprechend den erfahrungsgemäß an Laufwerken auftretenden Tonhöenschwankungen sind zwei Meßbereiche für $\pm 0,5\%$ und $\pm 1,5\%$ Frequenzabweichung vorhanden. Die Schaltung des Gerätes ist in Abb. 4 wiedergegeben, eine Ansicht mit abgehobener

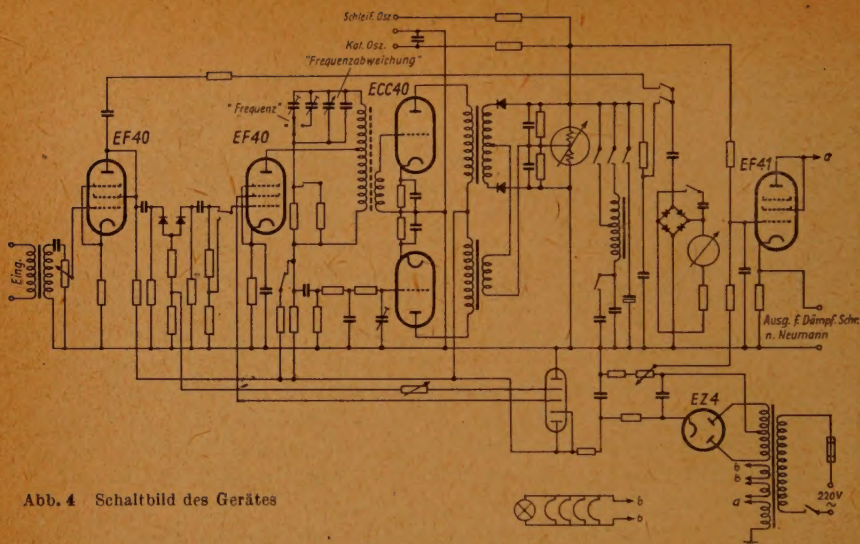


Abb. 4 Schaltbild des Gerätes

Schutzkappe zeigt Abb. 5. Am Eingang des Gerätes, der symmetrisch ausgeführt ist und etwa 2 kOhm beträgt, ist eine Eingangsspannung von 80 mV erforderlich. Über einen Eingangsübertrager und einen Pegelregler gelangt die Testfrequenz an das Gitter der ersten Röhre, wird verstärkt und einem Begrenzer zugeführt. Die Aussteuerung des Begrenzers wird in Stellung „Eingangsspannung“ vom eingebauten Profelinstrument angezeigt. Der rot ausgelegte Teil der Skala entspricht dem Arbeitsbereich des Begrenzers. Amplitudenschwankungen, die die Messung der Frequenzmodulation verfälschen würden, haben in der Größe von ± 6 db keinen Einfluß auf die Anzeige. Die Gegenspannung für den Begrenzer ist stabilisiert und einstellbar, um hiermit beim Eichvorgang die Empfindlichkeit des Gerätes nachregeln zu können. Im Anodenkreis der zweiten Röhre liegen in Reihenschaltung Schwingungskreis und reeller Widerstand, deren Aufgaben und Funktion vorher bereits erläutert wurden. Der Regler „Frequenzabweichung“ gestattet eine Änderung der Resonanzfrequenz des Schwingungskreises um $\pm 2,5\%$ und ermöglicht so geringe Abweichungen der Testfrequenz von ihrem Sollwert auszugleichen. Mit dem Schalter „Frequenz“ kann die Resonanzfrequenz des Kreises definiert um $\pm 0,3\%$ geändert werden. Diese definierte Frequenzänderung ermöglicht die Eichung des Gerätes und die Herstellung von Eichmarken bei Benutzung eines Schleifen-Oszillografen oder bei Registrierung mit dem Pegelschreiber. Über die Doppeltriode ECC 40 gelangen die Spannungen von Schwingkreis und reellem Widerstand an die Phasenbrücke, in der sich das Anzeigeinstrument befindet. Es wurde ein Lichtmarken-Spannbandgalvanometer mit einer Resonanzfrequenz von etwa 80 Hz vorgesehen. Auf diese Weise ist es möglich, den Augenblickswert der Frequenzabweichung bei Tonhöhenschwankungen von 0 ... 80 Hz anzuzeigen, während bei den bisher bekannten Ausführungen nur von langsamen Störungen bis zur Eigenfrequenz des verwendeten Zeigerinstrumentes herauf der Augenblickswert der Abweichung angezeigt wurde und die Messung schnellerer Störungen durch eine

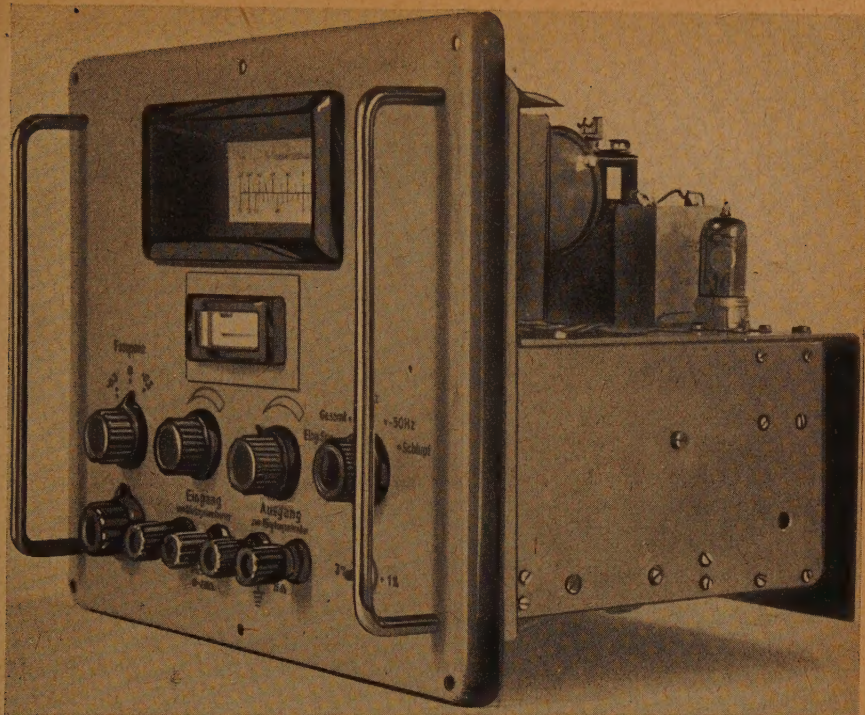


Abb. 5 Ansicht des Gerätes mit abgezogener Schutzkappe

Spitzenwert- oder Effektivwertanzeige bis zu einer unteren Grenzfrequenz herab, die durch die notwendige Trennung des Gleichstromes bei der Gleichrichtung bedingt war, erfolgte. Das Anzeigemeßwerk ist direkt in Prozent Frequenzabweichung geeicht. Der Verlauf der Skala an den Enden ist zusammengedrängt, entsprechend der Arbeitskennlinie des Demodulators. Im Mittelteil der Skala entsprechen etwa 15 mm 0,1% Frequenzabweichung, so daß bei einer Breite des Lichtbalkens von 2,5 mm Tonhöhenänderungen von 0,05% mit genügender Genauigkeit noch abgelesen werden können. Das auf der Mattscheibe des Galvanometers entstehende Lichtband gestattet leicht eine subjektive Analyse tiefer Störfrequenzen durch das Auge. Wegen der an Magnetongeräten mit Synchronmotoren oft auftretenden Störfrequenzen von 25 und 50 Hz ist ein umschaltbarer Saugkreis parallel zum Anzeigeeinstrument vorgesehen, der eine Dämpfung dieser Frequenzen um 20 db bewirkt. Für die Schlupfmessung können alle Störfrequenzen etwa von 0,2 Hz ab durch Parallelschalten eines Kondensators unterdrückt werden. Das zur Messung der Eingangsspannung benötigte Profilinstrument kann auch zur Anzeige des Spitzenwertes der Frequenzabweichungen verwendet werden. Die untere Grenzfrequenz dieser Anzeige liegt bei etwa 2 Hz.

Die Ausgangsspannung der Phasenmeßbrücke kann über entsprechende Buchsen einem Katodenstrahl-Oszillografen zugeführt und so sichtbar gemacht werden. Für weiter-

gehende Untersuchungen ist gelegentlich ihre Registrierung notwendig. Eine Anschlußmöglichkeit für eine 5 mA-Schleife ist daher vorgesehen, die bei $\pm 0,5$ bzw. $\pm 1,5\%$ Frequenzabweichung voll ausgesteuert wird. Für die Untersuchung langsamer Störungen, wie z. B. Einschaltvorgänge an Magnettonlaufwerken, ist die Registrierung mittels Pegelschreiber nach Neumann oft erwünscht, der auf einfache Weise Vorgänge bis zu Frequenzen von etwa 5 Hz aufzuzeichnen gestattet. Hierzu wird ein Teil der Ausgangsspannung der Phasenbrücke über einen hochohmigen Spannungsteiler dem Gitter der Röhre EF 41 zugeführt, die in einer einfachen Schaltung als Gleichstromverstärker arbeitet. Ihre Anodenspannung erhält diese Röhre direkt aus einer Wicklung des Netztransformators. Durch die Röhre fließt also ein Halbwellenstrom, dessen Größe durch die am Gitter herrschende Spannung bestimmt ist. Der so am Katodenwiderstand erzeugte Spannungsabfall dient zur Steuerung des Pegelschreibers. Der exponentielle Verlauf der Kennlinie der Röhre EF 41 in Verbindung mit der logarithmischen Anzeige eines Neumann-Dämpfungsschreibers ergibt eine gute Proportionalität zwischen der am Gitter auftretenden Steuerspannung und den am Pegelschreiber auftretenden Ausschlägen. Bei Vollaussteuerung des Lichtzeigermesßwerkes wird eine Änderung der Ausgangsspannung für den Pegelschreiber von 20 db erreicht, so daß sich bei Verwendung eines 25-db-Potentiometers eine gute Anzeige für $\pm 0,5$ bzw. $\pm 1,5\%$ Frequenzabweichung ergibt. Die Änderung der Gittervorspannung, die halbautomatisch im Netzteil erzeugt wird, ermöglicht einen Ausgleich der unterschiedlichen Empfindlichkeit der Pegelschreiber.

Die Messung der Abhängigkeit der Anzeige von der Modulationsfrequenz geschah mit Hilfe eines Wobbelgenerators. Der Aufbau dieses Eichgenerators erfolgte in der üblichen Schaltung unter Verwendung einer ECH 11 als Impedanzröhre. Um den Hub des Wobbelgenerators bei konstanter Eingangsspannung zu bestimmen, wurde die von der frequenzmodulierten Schwingung an einem RC-Glied hervorgerufene Amplitudenmodulation ermittelt. Diese ist bei dem gegebenen kleinen Hub von ± 75 Hz bei 5 kHz Trägerfrequenz schwer auszuwerten. Diese Schwierigkeit läßt sich umgehen, indem man die amplitudenmodulierte Schwingung auf sehr hohe Werte verstärkt und diese einer Röhre zuführt, deren negative Gittervorspannung so groß ist, daß nur die Spitzen des Trägers mit der aufgeprägten Modulation in den Arbeitsbereich der Röhre fallen. Die an dem Außenwiderstand der Röhre auftretende Spannung läßt sich mit Hilfe eines Oszillografen leicht auswerten. Der festgestellte Frequenzgang der Anzeige (siehe Abb. 6) ist im vorliegenden Falle im wesentlichen durch das verwendete Anzeige-meßwerk bedingt. Da bei perforiertem Tonfilm die Hauptstörfrequenz 96 Hz beträgt, ist eine Ausdehnung des Anzeigegebietes bis 100 Hz durch Verwendung eines empfindlicheren Lichtmarken-Galvanometers und die dadurch mögliche größere Bedämpfung des Schwingungskreises beabsichtigt.

Die Messung von Gleichlaufschwankungen an Wiedergabegeräten erfordert streng genommen eine einwandfreie Testaufnahme von 5000 Hz, für Aufnahmegeräte eine fehlerfreie Wiedergabeapparatur. Um auch bei hochwertigen Laufwerken keine Verfälschung des Meßergebnisses zu erhalten, ist sowohl für die Wiedergabeapparatur in bezug auf Genauigkeit und Konstanz der Geschwindigkeit als auch für die Testaufnahme in bezug auf Genauigkeit und Konstanz der Wellenlänge ein Wert von 3×10^{-4} zu fordern. Diese Genauigkeit kann bei Schallplattenlaufwerken mit einem Plattenteller großen

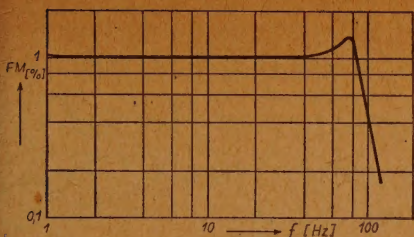


Abb. 6 Abhängigkeit der Anzeige von der Störfrequenz

also eine Testplatte mit einer 5000-Hz-Aufzeichnung benutzt werden. Dabei ist auf eine einwandfreie Zentrierung zu achten. Zur Prüfung von Magnettongeräten werden zweckmäßig 5000 Hz aufgezeichnet und nach beendeter Aufnahme auf dem gleichen Laufwerk wieder abgespielt. Der so ermittelte Betrag an Tonhöenschwankungen ist die Vektorsumme der bei Aufnahme und Wiedergabe auftretenden Störungen. Beim Messen von Tonhöenschwankungen während der Aufzeichnung besteht die Gefahr der Auslöschung von Frequenzen, deren Wellenlänge gleich oder ein geradzahliges Vielfaches des Abstandes zwischen Hörkopf und Sprechkopf ist. Die Messung des relativen Bandchlupfes geschieht zweckmäßig nach folgendem Verfahren: Auf den Anfang eines vollen Bandes werden 5000 Hz aufgezeichnet und dann die Bandwickel von Aufwickel- und Abwickelteller ausgetauscht, so daß der mit 5000 Hz betönte Teil an das Ende gelangt und so abspielt. Der Unterschied zwischen der am Anfang des Bandes aufgezeichneten und am Ende erhaltenen Frequenz ergibt den maximal möglichen Schlupf.

Der Wichtigkeit der Messung von Gleichlaufschwankungen an Schallaufzeichnungsgeräten Rechnung tragend, beschäftigen sich z. Z. der Deutsche Normenausschuß wie auch der CCIR mit der Festlegung von Definition, Meßverfahren und zulässigen Werten. Die Betriebserfahrungen mit dem beschriebenen Gerät, das bei vielen in- und ausländischen Rundfunkgesellschaften bereits mit gutem Erfolg verwendet wird, werden diesen Normungsarbeiten voraussichtlich sehr von Nutzen sein.

Literaturstellen:

„Physik und Technik des Tonfilms“ von H. Lichte und A. Narath.

„Tonschwankungsmesser für den Betrieb“ von K. H. R. Weber, „Frequenz“, Juni 1950.

Trägheitsmomentes erreicht werden, während nach dem heutigen Fertigungsstand der Magnettongeräte solche Forderungen wirtschaftlich nicht realisierbar sind. Außerdem ist die Herstellung eines Testbandes für Magnettongeräte durch die mechanischen Eigenschaften der Tonträger (Dehnung und Verformung) sehr erschwert.

Zur Ermittlung von Tonhöenschwankungen an Schallplattenlaufwerken kann

Richtfunklinien im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich unter Berücksichtigung der Bedingungen des CCIF

A. Allgemeine Gesichtspunkte

In Zukunft werden in stärkerem Maße als bisher Richtfunkverbindungen im Fernmeldenetz für den Fernsprechverkehr über weite und kurze Strecken für die Telegrafie und das Fernsehen eingesetzt werden. Dies setzt voraus, daß diese neue Übertragungsart die an das Kabelnetz gestellten Anforderungen erfüllt. Die am schwersten zu erfüllende Bedingung ist der durch Empfehlungen des CCIF festgelegte Mindestabstand des Nutzsignals vom Geräusch. Erst in den letzten Jahren ist es möglich geworden, durch weitgehende technische Verbesserungen (z. B. auf dem Gebiete der Senderöhrentechnik, der Hohlraumresonatoren, der Antennen, der KT-Werte der Empfänger usw.) die wirtschaftlichen Voraussetzungen für einen betriebssicheren Einsatz dieser neuen Technik zu schaffen. Vor allem ermöglichte der Übergang zu den Wellenlängen zwischen 17,5 und 3,5 cm (1,7...8,5 GHz) eine starke Energiebündelung mit nicht zu großen Antennen und gewährleistet so einen ausreichenden Störabstand bei geringen Sendeleistungen. Die Wellenverteilung wurde auf der Konferenz von Atlantic City geregelt. Sie ist im Wellenplan der Abb. 1 dargestellt. Den physikalischen Eigenschaften entsprechend ist der Wellenbereich oberhalb von 5 cm mehr für den Weitverkehr, der Wellenbereich unter 5 cm für den Nahverkehr geeignet.

B. Der nach den CCIF-Bedingungen notwendige Geräuschabstand

1. Vorschriften für den Fernsprechverkehr

a) Der Weitverkehr

Um den Teilnehmern des Fernsprechverkehrs eine gute Verständlichkeit zu gewährleisten, ist schon sehr früh festgelegt worden, daß der Störabstand für die gesamte Verbindung zwischen zwei Teilnehmern rd. 5 Neper betragen soll [1]. Das bedeutet, daß bei unverzerrter Übertragung der Sprache eine Silbenverständlichkeit von rd. 85% (Satzverständlichkeit > 98%) erzielt werden kann. Bei den heutigen Mikrofonen liegt die Silbenverständlichkeit um 10...15% niedriger (die Satzverständlichkeit beträgt dabei immer noch rd. 97%).

Diese Bedingung des Geräuschabstandes von 5 Neper ist inzwischen einige Male mit Rücksicht auf die Fortschritte der Übertragungstechnik und die große Zahl der an einer Verbindung beteiligten Übertragungsarten erweitert und ergänzt worden, ohne den Gesamtwert von 5 Neper wesentlich zu ändern. So wurde in Montreux für eine 2500 km lange Übertragungsstrecke ein Geräuschabstand von rd. 6,0 Neper

$\left(= \ln \frac{775}{2} \right)$ und für den Abstand des Wärme- und Röhrenrauschens allein vom Nutzsignal 6,7 Neper $\left(= \ln \frac{775}{1} \right)$ festgelegt [2].

Die darauffolgende Regelung in Florenz geht von der Geräuschleistung aus. Danach wird verlangt, daß bei einer 2500 km langen Verbindung die Geräuschleistung von 10 000 pW ($= 10^{-12}$ Watt) am rel. Pegel 0 nur mit einer Wahrscheinlichkeit von 1% erreicht werden soll. Von diesen 10 000 pW werden 7500 pW der Leitung und 2500 pW den Modulationseinrichtungen an den beiden Enden zugestanden. Danach steht der Leitung ein Wert von 3 pW/km für die Geräusche zu, die sich leistungsmäßig zum Gesamtgeräusch addieren. Diese Vorschrift, die für die Trägerfrequenzsysteme des Weitverkehrs, z. B. für das V-60-System, gilt, soll nun auch für die Richtfunkverbindungen des Dezimeter-Zentimeterwellenbereiches angewendet werden.

Eine Richtfunkverbindung von 2500 km Streckenlänge besteht aus rd. 62 Funkfeldern von durchschnittlich 40 km Länge. Für ein Funkfeld erhalten wir danach $3 \cdot 40 = 120$ pW als zulässige Geräuschleistung. Diese Leistung ist je zur Hälfte aufzuteilen in den vom nichtlinearen Nebensprechen sowie in den vom Wärme- und Röhrenrauschen herrührenden Anteil. Beziehen wir diesen letzten Wert ($= 60$ pW) auf den Pegel 0 an 600 Ohm, so ergibt sich als Rauschabstand (allein für das Wärme- und Röhrenrauschen)

$$b_R = \frac{1}{2} \ln \frac{N_S}{N_R} = \frac{1}{2} \ln \frac{1 \cdot 10^{-3}}{60 \cdot 10^{-12}}$$

$$= \frac{1}{2} \ln 16,6 \cdot 10^6 \quad (1)$$

$$\approx 8,3 \text{ Neper/Funkfeld}$$

$$\approx 72 \text{ dezibel/Funkfeld}$$

Darin bedeuten:

b_R = Rauschabstand in Neper (bzw. dezibel) pro Funkfeld,

$N_S = 1$ mW an 600 Ohm ($=$ Pegel 0),

$N_R = 60$ pW = Rauschleistung (Wärme- und Röhrenrauschen) eines Funkfeldes.

Für die gesamte Verbindung mit 62 Funkfeldern erhalten wir dann als Rauschabstand:

$$b_{Rg} = b_R - \frac{1}{2} \ln 62 = 8,3 - 2,1 =$$

$$6,2 \text{ Neper } (\approx 54 \text{ db}) \quad (2)$$

Diese Bedingungen gelten für den Fernsprech-Weitverkehr.

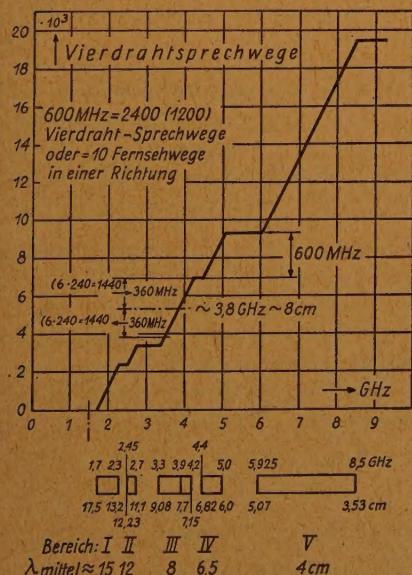


Abb. 1

Wellenplan von 1,5...8,5 GHz (20...3,5 cm) und Zahl der möglichen Sprech- und Fernsehwege

b) Der Nahverkehr

Für den Fernsprechnahverkehr sind besondere Trägerfrequenzgeräte, z. B. das Gerät Z 6 N, entwickelt worden, denen aus wirtschaftlichen Gründen eine Verminderung des Rauschabstandes zugestanden wird. Das gleiche soll auch für die Nahverkehrssysteme der Richtfunktechnik (z. B. für das PPM-24-Kanalsystem) gelten. Danach können wir für eine aus höchstens zwei Funkfeldern (80...100 km) bestehende Richtfunkverbindung mit 2000 pW Geräuschleistung rechnen. Diese darf bei den Geräten mit Pulsphasenmodulation voll für das Systemgeräusch in Anspruch genommen werden, da es hier ein Nebensprechen wie im Kabel nicht gibt. Für ein Funkfeld ergibt sich danach der folgende Rauschabstand:

$$b'_R = \frac{1}{2} \ln \frac{N_S}{N_R} = \frac{1}{2} \ln \frac{1 \cdot 10^{-3}}{1000 \cdot 10^{-12}} = 6,9 \text{ Neper} (= 60 \text{ db}) \text{ pro Funkfeld.} \quad (3)$$

Für die ganze aus zwei Funkfeldern bestehende Verbindung erhalten wir dann:

$$b'_{Rg} = 6,9 - \frac{1}{2} \ln 2 = 6,9 - 0,35 = 6,55 \text{ Neper} (= 56 \text{ db}) \quad (4)$$

In den am Ende der Arbeit gezeigten Pegeldiagrammen wurde durchweg mit einem Wert von 6,7 Neper Rauschabstand/Funkfeld gerechnet. Es ist jedoch in den Erläuterungen zu diesen Diagrammen zu ersehen, wie sich eine Verminderung dieser Anforderung in eine Verringerung des technischen Aufwandes umsetzen läßt.

2. Vorschriften für das Fernsehen

Für die Übertragung des Fernsehens ist ebenfalls der Abstand des Nutzsignals vom Geräusch die am schwersten zu erfüllende Bedingung. Ältere Vorschläge sahen einen Betrag von 40 db vor. Neuerdings wurden für die Störspannungsabstände für den gesamten Übertragungsweg die folgenden Werte vorgeschlagen (dabei wird die Störspannung zwischen der positiven und negativen Spitze, das Bildsignal von Schwarz zu Weiß gemessen).

Störspannungsabstand

- | | | |
|---|-----------------|--------|
| 1. Für Rauschspannungen: | In 99% der Zeit | 50 db. |
| (Das Verfahren zur Messung der durchschnittlichen Rauschspannungsspitze ist beschrieben von C. Cherry, Pulses and Transients in Communication Circuits, Verlag Chapman & Hall Ltd., London 1949.) | | |
| 2. Für Netzbrummspannungen 50 Hz und deren Vielfache: | | 55 db. |
| 3. Für sonstige periodische Störspannungen: | | 45 db. |
| 4. Für impulsartige Störspannungen, wenn etwa 1 Impuls in 10 sec auftritt: | | 45 db. |

Die weiteren Richtwerte für die gesamte Fernsehübertragung, z. B. über die zulässigen Abweichungen von der Linearität des Bildsignalbereiches, den zulässigen Schwankungen der Restdämpfung, der Gruppenlaufzeit, des Pegels für eine beliebige Bezugsfrequenz (etwa 1 MHz) sind ebenfalls neu festgelegt worden.

Da diese bei der frequenzmodulierten Übertragung der Signale in den breiten Bändern der Richtfunkverbindungen leichter als die Störabstandsbedingungen zu erfüllen sind, sollen sie hier nicht näher betrachtet werden.

Um den Wert für den Störabstand eines Funkfeldes zu ermitteln, den man zur Berechnung der Sendeleistung benötigt, muß man die Zahl der Funkfelder kennen, aus denen die Verbindung besteht. In diesem Falle hat man 20 Funkfelder angenommen und erhält daher für den Abstand der Rauschspannungsspitze vom Bildsignal:

$$b''_R = 50 \text{ db} + 13 \text{ db} = 63 \text{ db} (= 7,2 \text{ Neper})/\text{Funkfeld.} \quad (5)$$

Diese neue Forderung ist härter als die im später gezeigten Pegeldiagramm zugrunde gelegte Bedingung von $40 \text{ db} + 13 \text{ db} = 53 \text{ db}$. Hierbei ist allerdings nicht der Spitzenwert, sondern der niedrigere Effektivwert der Rauschspannung in die Rechnung eingesetzt worden, so daß die Differenz geringer als 10 db ist. Nach dem augenblicklichen Stand der Technik wird man allerdings zufrieden sein können, wenn man unter Beibehaltung einer Schwundreserve den ursprünglich vorgeschriebenen Wert von 40 db für den Rauschabstand erreicht.

C. Die Anpassung der Richtfunktechnik an die CCIF-Bedingungen

1. Maßnahmen auf der Sendeseite

Der Abstand des Nutzsignals von dem Geräuschpegel hängt in erster Linie von der Leistung des Senders ab. Diese läßt sich einmal aus technischen Gründen (teure Senderöhren mit schlechtem Wirkungsgrad und geringer Lebensdauer), zum anderen mit Rücksicht auf die Wirtschaftlichkeit (hohe Kosten für die Stromversorgungs-

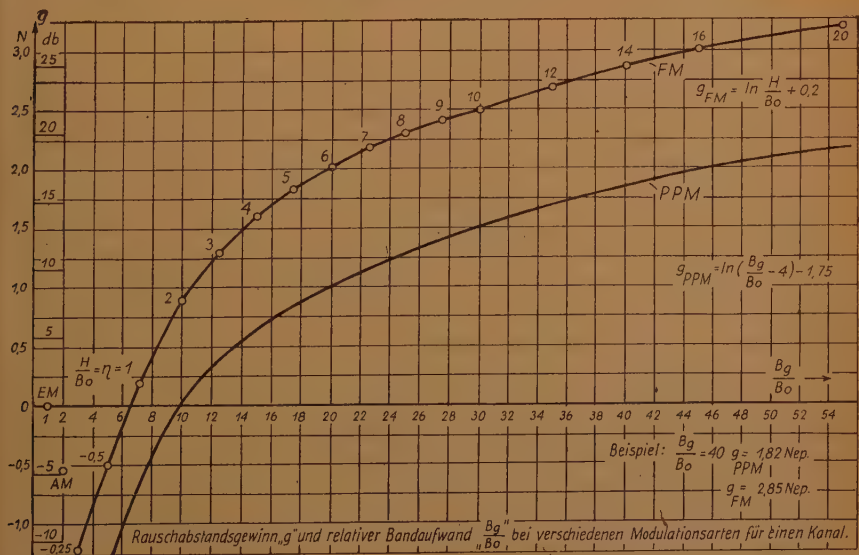


Abb. 2 Rauschabstandsgewinn „ g “ und relativer Bandaufwand B_g'' bei verschiedenen Modulationsarten für einen Kanal „ B_0 “

anlagen) nicht beliebig steigern. Nach dem heutigen Stand der Technik kann als obere Grenze der Sendeleistung der Wert von 10 Watt gelten, soweit man sich auf die im Wellenplan (Abb. 1) angegebenen Bereiche I...V beschränkt.

Als zweites Mittel, den Geräuschabstand zu verbessern, dienen die Modulationsverfahren [3, 4, 5, 6]. Durch einen wesentlich erhöhten Bandaufwand der auf den Richtfunkbetrieb zugeschnittenen Modulationsarten gelingt es, den Geräuschabstand beträchtlich zu steigern (Modulations-Verbesserungsfaktor). Diese Erkenntnis läßt sich recht anschaulich aus der neuen Informationstheorie nach Shannon [7] gewinnen. Wie die folgende Formel zeigt, kann man auf dem Übertragungskanal bei gleicher Kanal-kapazität, d. h. ohne Beeinträchtigung des Nachrichtenflusses, einen geringeren Geräuschabstand auf dem Übertragungswege zulassen, wenn man die Bandbreite entsprechend vergrößert. Es ist:

$$C = 2 \cdot B \cdot {}^2\log \sqrt{\frac{N + S_i}{N}} = 2 \cdot B \cdot Z \text{ bits/s.} \quad (6)$$

Darin bedeuten:

C = Nachrichtenfluß = J/T = Nachrichtenmenge in der Zeiteinheit,

bit = Nachrichtenelement im Zweierschrittverfahren (binary digit),

B = Bandbreite in Hz,

N = Geräuschleistung (Noise),

S_i = Signalleistung,

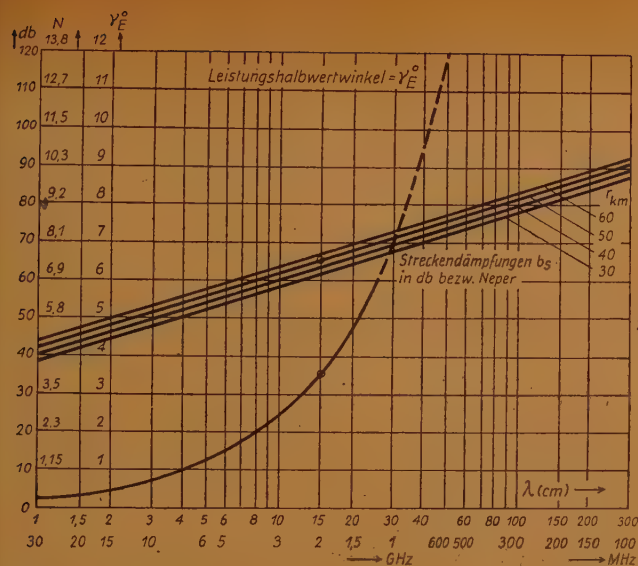
$Z = {}^2\log \sqrt{\frac{N + S_i}{N}} = \text{Amplitudenfaktor oder Geräuschabstandsmaß.}$

Nach der Übertragung, bei der ja auf dem Funkwege oder auch in der Mischstufe des Empfängers leicht Geräusche aufgenommen werden, kann dann bei der Demodulation wieder ein hoher Geräuschabstand unter Rückführung der Nachricht auf die ursprüngliche Bandbreite hergestellt werden. Die Abb. 2 zeigt diesen Zusammenhang, wie er sich unter Berücksichtigung der unvermeidbaren Verluste in der Praxis bei der Pulsphasen- und bei der Frequenzmodulation ergibt. Danach erhalten wir bei der Pulsphasenmodulation (PPM) mit einem 40fachen Bandaufwand gegenüber der Einseitenband-Amplitudenmodulation (EM) einen Verbesserungsfaktor von 1,82 Neper (≈ 16 db) und bei der Frequenzmodulation mit einem rd. 30fachen Bandaufwand einen Verbesserungsfaktor von 2,5 Neper (≈ 22 db).

Die dritte Möglichkeit zur Steigerung der übertragenen Energie besteht in der Verwendung stark bündelnder Antennen. In dem betrachteten Wellenbereich sind dies heute die Linsenantennen und die Parabolspiegel, mit denen sich z. B. bei Antennen-

beiwerten von $\frac{D}{\lambda} = \frac{240}{7,5}$ (D = wirksamer Durchmesser der Antenne) Antennengewinne erzielen lassen von:

$$V_A = \frac{1}{2} \ln G = \frac{1}{2} \ln 10 \cdot \left(\frac{D}{\lambda}\right)^2 = \frac{1}{2} \ln 10\,000 = 4,6 \text{ Neper (= 40 db) je Antenne.} \quad (7)$$



Berechnungsformeln

$$1) b_s = \ln \frac{r \cdot \lambda}{F} = \ln r + \ln \lambda - \ln F \text{ Neper}$$

$$F = F_g \cdot W_E \cdot W_H = \frac{D^2 \cdot \pi}{4} \cdot 0.8 \cdot 0.64$$

$$= \frac{300^2 \cdot \pi}{4} \cdot 0.51 = 36000 \text{ cm}^2$$

$$b_s = \ln r + \ln \lambda - 10.5 \text{ Neper}$$

o Beispiel:

$$r = 50 \text{ km} = 50 \cdot 10^5 \text{ cm} = 15 \text{ cm}$$

$$b_s = \ln 50 \cdot 10^5 + \ln 15 - 10.5$$

$$= 15.4 + 2.7 - 10.5 = 7.6 \text{ N} = 66 \text{ db.}$$

$$2) \gamma_E^0 = 51^\circ \cdot \frac{\lambda}{d} = 58^\circ \cdot \frac{\lambda}{D_{WE}}; \gamma_H^0 = 58^\circ \cdot \frac{\lambda}{D_{WH}}$$

$$D_{WE} = 300 \cdot 0.8 = 240 \text{ cm}$$

o Beispiel:

$$\lambda = 15 \text{ cm}$$

$$\gamma_E^0 = 58^\circ \cdot \frac{15}{240} = 3.6^\circ$$

Abb. 3 Streckendämpfung und Leistungshalbwertwinkel γ_E^0 abhängig von der Wellenlänge λ bei verschiedenen Entfernungen r_{km} und einem Antennendurchmesser von $D = 3 \text{ m}$ ($D_{WE} = 2.4 \text{ m}$; $D_{WH} = 1.92 \text{ m}$)

Darin bedeuten:

V_A = Antennengewinn/Antenne in Neper (bzw. db)

(bezogen auf den Kugelstrahler mit $G = 1$ und $V_A = 0$).

$$G = \text{Leistungszahl der Antenne} = 10 \cdot \left(\frac{D}{\lambda} \right)^2 \quad (8)$$

Die vierte Größe, die mitbestimmend auf die übertragbare Leistung wirkt, ist die Streckendämpfung bzw. die Länge des Funkfeldes. Der physikalische Zusammenhang ergibt sich aus der Formel:

$$b_s = \ln r \cdot \frac{\lambda}{F} \quad (9)$$

Darin bedeuten:

b_s = Streckendämpfung in Neper bzw. dezibel,

r = Funkfeldlänge,

λ = Wellenlänge,

F = Antennenwirkfläche.

Hieraus geht hervor, daß bei Verdoppelung der Funkfeldlänge die Streckendämpfung um 0,7 Neper zunimmt bzw. bei Halbierung des Funkfeldes um 0,7 Neper abnimmt. Die Abb. 3 zeigt die Werte für die Streckendämpfungen und Leistungshalbwertwinkel bei den Weitverkehrsantennen mit 3 m Durchmesser bei verschiedenen Wellenlängen und Entfernungen.

Fünftens haben die Energieleitungen zwischen dem Sender und der Antenne bzw. der Antenne und dem Empfänger einen Einfluß auf die Energieübertragung. Die Dämpfung

dieser Leitungen geht aus Abb. 4 hervor, in der die bekannten Koaxial-Kabel mit den Hohlrohrleitungen und dem Goubau-Draht verglichen sind. Da bei den geplanten Weitverkehrsverbindungen die Energieleitungen mit Rücksicht auf die notwendige Phasenlinearität [8] so kurz als nur möglich gehalten werden (≈ 5 m), kann die Dämpfung keine hohen Werte annehmen. Sie liegt in der Größenordnung von 1 db bzw. 0,1 Neper. Man kann daher bis herunter zu 10 cm Wellenlänge Koaxial-Kabel verwenden, die voraussichtlich auch bald bis zu Wellenlängen von 3,5 cm brauchbar sein

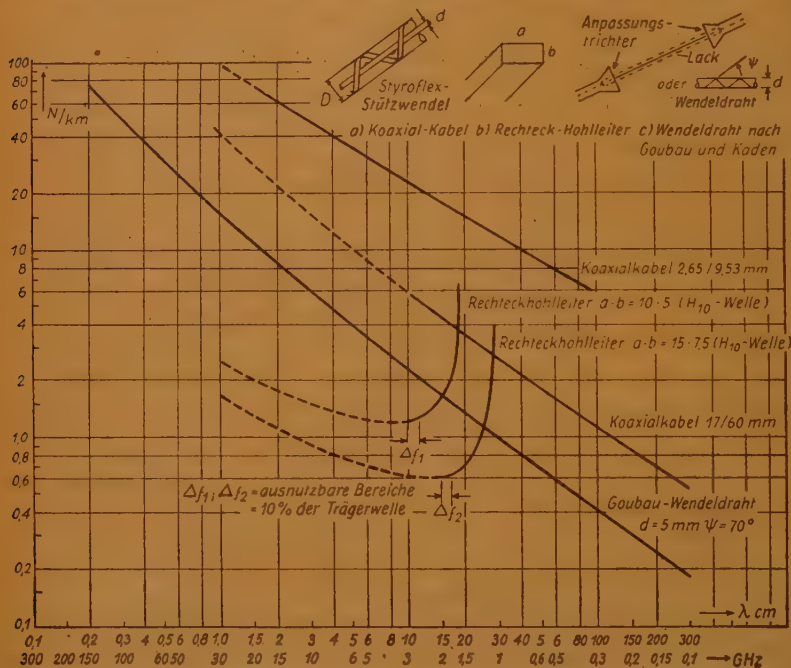


Abb. 4 Vergleich des Dämpfungsverlaufes von Koaxialkabeln mit Rechteckhohlleitern (H_{10} -Welle) und Wendeldraht nach Goubau und Kaden)

werden. Die Schwierigkeit liegt darin, daß es bisher nicht möglich war, die Kabel genügend homogen herzustellen (Reflexionsfaktor $\approx 1\%$). Doch wird diese Aufgabe voraussichtlich mit Schaumstoffkabeln in einiger Zeit gelöst werden.

2. Maßnahmen auf der Empfangsseite

Der Geräuschabstand kann sowohl durch Erhöhung der Senderleistung als auch durch die Verringerung der KT-Zahl des Empfängers verbessert werden. Die letzte Maßnahme verspricht viel Erfolg, da man dann mit kleineren Senderleistungen und gegebenenfalls auch mit kleineren Antennen (Hochbaukosten!) auskommen und damit die Wirtschaftlichkeit der Richtfunktechnik beträchtlich heben kann. Es ist heute bereits möglich, selbst bis herab zu Wellenlängen von 3 cm KT-Werte von $n = 10$ zu erreichen. (Das Michael-Gerät besaß einen KT Wert von $n = 120$.) Die bei An-

passung erreichbare Grenze beträgt $n = 4$. Die TF-Technik vermag in ihrem niedrigeren Frequenzbereich durch Überanpassung den idealen Wert von $n = 1$ annähernd zu erreichen. Der Ideal- kT -Wert ergibt sich nach der Formel:

$$N_{R0} = k \cdot T_0 \cdot \Delta f = 1,37 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot \Delta f = 4 \cdot 10^{-21} \cdot \Delta f \text{ Watt} \quad (10)$$

Darin bedeuten:

N_{R0} = idealer Rauschleistungswert in Watt (d. h. bei Abschluß des Rauschgenerators mit einem angepaßten, selbst nicht rauschenden Widerstand),

k = Boltzmannsche Konstante $= 1,37 \cdot 10^{-23}$,

T_0 = absolute Temperatur $= 273 + 20^\circ$ (Zimmertemperatur) $= 293^\circ \text{ K}$,

Δf = übertragene Bandbreite in Hz.

Die niedrigen kT -Werte werden durch Verwendung von Kristallen als Mischdetektoren erreicht.

Die im vorigen Abschnitt erwähnten Gesichtspunkte über die Bemessung der Antennen, die Modulationsverfahren und die Energieleitungen gelten in gleicher Weise auch für die Empfangsseite.

3. Maßnahmen bei der Streckenführung

In erster Annäherung kann man mit einer geradlinigen Fortpflanzung der Wellen im Dezimeter- und Zentimeterbereich rechnen. Trotzdem können bei unvorsichtiger Streckenplanung Interferenzen mit dem Hauptstrahl und damit heftige Feldstärke-schwankungen durch veränderliche Brechung in der Troposphäre und Reflexionen an troposphärischen Schichten und am Boden eintreten.

Bei der Streckenplanung von Richtfunklinien im Wellenbereich zwischen 17,5 und 3,5 cm kommt es auf folgende Gesichtspunkte an.

1. *Freie optische Sicht* zwischen Sende- und Empfangsantenne. Dies bedeutet, daß das erste Fresnelgebiet um den Hauptstrahl herum frei von Sichthindernissen sein soll.
2. Die *durchschnittliche Funkfeldlänge* soll etwa 40 km betragen. Funkfeldlängen von 50 km sollen nicht allzu häufig, von 60 km nur ausnahmsweise bei günstigen troposphärischen Bedingungen überschritten werden, um tiefe und langdauernde Schwund-einbrüche unmöglich zu machen.
3. Zur Vermeidung zu hoher kostspieliger Türme sind *natürliche Erhebungen* weitgehend auszunutzen, wobei allerdings auf eine günstige Lage der Punkte zum Straßennetz und Starkstromnetz (Überlandnetz) Rücksicht zu nehmen ist.
4. Um *Störungen durch Überreichweiten* auszuschließen, ist beim üblichen Zweiwellen-system eine Zick-Zackführung der Strecke vorzusehen.
5. Gebiete, die zu *troposphärischen Schichtenbildungen* neigen (Seen, Flußtäler usw.), sind zu umgehen oder mit verkürzten Funkfeldlängen zu durchqueren.

Ausführlicher ist hierüber bereits an anderen Stellen [9, 10, 11] berichtet worden. Die wesentlichsten Gedanken seien jedoch hier kurz zusammengefaßt. Insbesondere spielen die Ausbreitungsvorgänge sowohl für den Betrieb bei normaler Troposphäre (d. h. gleich-mäßige Brechkraftgefälle mit zunehmender Höhe) als auch bei den Betriebsstörungen durch Interferenzschwunde innerhalb eines Funkfeldes oder infolge von Überreichweiten

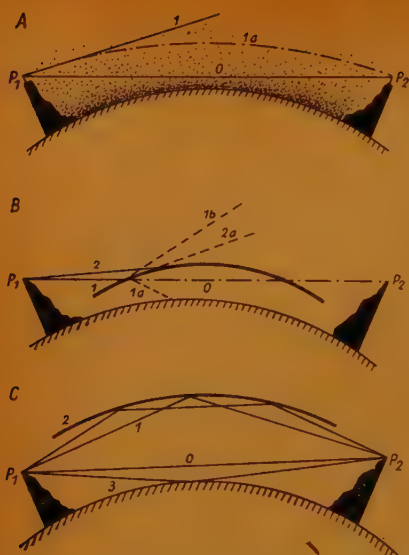
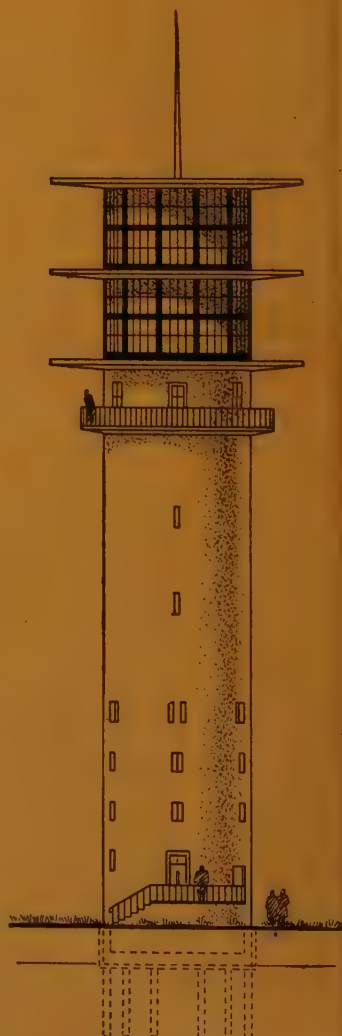
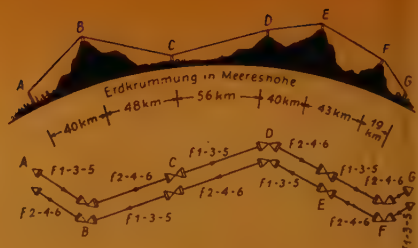


Abb. 5 A. Strahlverlauf in normaler Troposphäre
 B. Schwunderscheinungen durch Spiegelung
 (Totalschwund)
 C. Schwunderscheinungen durch Interferenzen
 mehrerer Strahlenbündel

Rechts oben: Abb. 6 Streckenführung im Zick-Zack (nach
 Richard C. Campbell und Earl Schooley)

Rechts: Abb. 7 Ansicht eines 42 m hohen Richt-
 funk-Turmes



(Ducts) in anderen Funkfeldern eine wichtige Rolle [12]. Drei Beispiele von Ausbreitungsvorgängen sind in Abb. 5 dargestellt. Durch die Begrenzung der durchschnittlichen Funkfeldlängen auf etwa 40 km lassen sich die unter B und C gezeigten Schwundstörungen im allgemeinen innerhalb der Schwundregelung der Geräte (+ 10 db bis - 20 db) halten. Die Interferenzstörungen infolge von Überreichweiten werden durch eine Zick-Zackführung der Strecke nach Abb. 6 vermieden. In diesem Falle wird durch den Wechsel innerhalb von zwei Wellengruppen 1, 3, 5 nach 2, 4, 6 und wieder zurück nach 1, 3, 5 erreicht, daß erst die Empfänger in D auf die gleiche Wellengruppe abgestimmt sind wie die Sender in A. Da Sende- und Empfangsdiagramme sich nur mit ihren Nebenzipfeln überdecken, läßt



Abb. 8 Windkraftanlage (12 PS) mit 10 m Flügeldurchmesser und drei Flügeln



Abb. 9 Windrad mit angebautem Generatorteil

sich ohne Schwierigkeit die vorgeschriebene Mindestdämpfung von 50 db für die unerwünschte Einstrahlung erzielen bzw. überschreiten.

Eine große Bedeutung kommt der *Turmplanung* zu, da die Turmkosten für den Fernsprech-Weitverkehr und die Fernseh-Übertragung den wesentlichsten Teil des Anlagekapitals beanspruchen. Für die jährlichen Betriebskosten fallen sie allerdings nicht so sehr ins Gewicht, da man bei der vorgesehenen Bauweise als Betonrohr mit geringen Unterhaltungskosten und hoher Lebensdauer (mehr als 50 Jahre) rechnen kann. Neben der Erfüllung der technischen Bedingungen muß auch noch den Wünschen der für die Landschaftsgestaltung zuständigen Behörden und Vereine entsprochen werden. Als Beispiel eines solchen Turmes mit Aussichtsplattform dient der Entwurf der Abb. 7.

Die Betriebssicherheit der Richtfunkstrecke hängt in hohem Maße von einer ununterbrochenen *Stromversorgung* ohne große Spannungsschwankungen ab. Während man in Deutschland im allgemeinen sich direkt an die Hochspannungs-Überlandleitungen anschließen kann, ist diese Möglichkeit in den weniger dicht besiedelten Gebieten des Auslandes oft nicht gegeben. Hier kann die Verwendung von Windkraftanlagen, wie sie von einer deutschen Firma mit einer Leistung von rd. 12 PS entwickelt wurden, eine wesentliche Verbesserung der Wirtschaftlichkeit und Betriebssicherheit der Stromversorgungsanlagen bewirken [13, 14]. In den Abb. 8 und 9 ist eine solche Anlage dargestellt.

Bei den *Nahverkehrsverbindungen* treten sowohl die Turmbauten als auch die Stromversorgungsanlagen in den Hintergrund, da hier zumeist auf vorhandene Gebäude und Stromversorgungen zurückgegriffen werden kann.

D. Drei verschiedene Richtfunkssysteme

Die Entwicklung der beiden letzten Jahre führte zu drei verschiedenen Richtfunkgeräten im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich, bei denen das dritte sich je nach der benutzten Wellenlänge in zwei Abarten unterteilen läßt.

1. Das PPM-24-Kanalsystem.
2. Das FM-Breitband-(6-MHz)-Fernsehsystem.
3. Das FM-Vielkanal-Fernsehsystem
 - a) für $\lambda = 15$ cm,
 - b) für $\lambda = 7,5$ cm.

Nach dieser Aufstellung unterscheiden wir zwei Hauptgruppen entsprechend der Modulationsart, das Richtfunkssystem mit Pulsphasenmodulation (Puls Position Modulation), abgekürzt PPM, und die Richtfunkgeräte mit Frequenzmodulation (FM). Für eine dritte Hauptgruppe, die Puls Code Modulation (PCM) oder auch Pulszahlmodulation genannt, liegen bisher in Deutschland keine Erfahrungen vor. Alle Systeme erfüllen die Bedingungen des CCIF. Die Pegeldiagramme sind außer bei den Fernsehsystemen alle für einen Rauschabstand (Wärme- und Röhrenrauschen vom Nutzsignal) von 6,7 Neper (= 58 db) berechnet. (Die Abweichung von den neueren Werten der CCIF-Empfehlungen ist gering.) Die ausführliche Berechnung dieser Pegeldiagramme würde hier zu weit führen und findet sich bereits an anderer Stelle [11]. Die Ergebnisse und Berechnungsformeln finden sich zum größten Teil als Erläuterung bei den Diagrammen, wie sie in den Abb. 10 bis 13 dargestellt sind.

E. Zusammenfassung und Entwicklungstendenzen

Der technische Fortschritt auf dem Gebiet der Dezimeter- und Zentimeterwellengeräte im letzten Jahrzehnt hat es möglich gemacht, diese neue Übertragungsart unter Einhaltung der CCJF-Bedingungen im Fernsprechnetz für den Weit- und für den Nah-

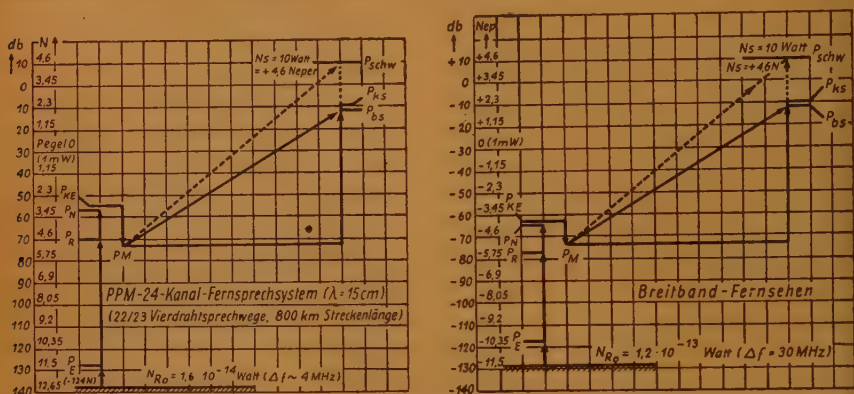


Abb. 10 Pegeldiagramm eines Funkfeldes einer Richtfunklinie für ein PPM-24-Kanal-Fernsprechsystem (Funkfeldlänge 40 km; Streckenlänge 800 km; $\lambda = 15$ cm; $B_g = 4$ MHz)

Es bedeuten:

N_{Ro}	= Grundrauschwert = $4 \cdot 10^{-11} \cdot 3,84 \cdot 10^4 = 1,6 \cdot 10^{-14}$ Watt	db
P_E	= Empfängerrauschwert ($n = 10$)	10,0
P_R	= Rauschabstand für den Grundrausch = 6,7 Neper	58,0
P_N	= Stationszahlfaktor ($N = 20$)	13,0
P_{KE}	= Verluste in der Energieleitung des Empfängers + Stoßstelle	1
$P_{M(S+E)}$	= Verbesserungsfaktor durch Modulation (PPM)	- 16
P_{bs}	= Streckendämpfung — Antennengewinn (40 km)	61
P_{ks}	= Verluste in der Energieleitung des Senders + Stoßstelle	1
P_{schw}	= Verluste durch Schwund (nur zeitweilig) und Toleranz	20,0
		<hr/> 148

$$\text{Sendeleistung } N_s = 1,6 \cdot 10^{-14} \cdot 10^{14,0} \approx 10 \text{ Watt}$$

Abb. 11 Pegeldiagramm eines Funkfeldes einer Richtfunklinie für ein Breitband-(6-MHz)-Fernsehsystem (Funkfeldlänge 40 km; Streckenlänge 800 km; $\lambda = 15$ cm; $B_g = 30$ MHz)

Es bedeuten:

N_{Ro}	= Grundrauschwert des Fernsehkanals	db
	= $4 \cdot 10^{-11} \cdot 30 \cdot 10^4 = 1,2 \cdot 10^{-13}$ Watt	
P_E	= Empfängerrauschwert $n \cdot K T_o = 15$	12
P_R	= Rauschabstand für den Grundrausch (40 db)	40
P_N	= Stationszahlfaktor ($N = 20$) = $\frac{1}{2} \ln 20 = 1,5$ N	13
P_{KE}	= Verluste in der Energieleitung des Empfängers + Stoßstelle	1
$P_{M(S+E)}$	= Modulationsgewinn mit Vorbetonung (Preemphasis) (1,3 N)	- 11
P_{bs}	= Streckendämpfung — Antennengewinn ($r = 40$ km, $\lambda = 15$ cm)	63
P_{ks}	= Verluste in der Energieleitung des Senders + Stoßstelle	1
P_{sch}	= Verluste durch Schwund (nur zeitweilig) + Toleranz	20
		<hr/> 139

$$\text{Sendeleistung } N_s = 1,2 \cdot 10^{-13} \cdot 10^{13,0} \approx 10 \text{ Watt}$$

verkehr sowie für Fernsehübertragungszwecke über große und über kleine Entfernungen einzusetzen. Zu diesen technischen Verbesserungen treten weitgehende Erfahrungen über die Ausbreitungsvorgänge, die einer zweckmäßigen Streckenplanung zugrunde

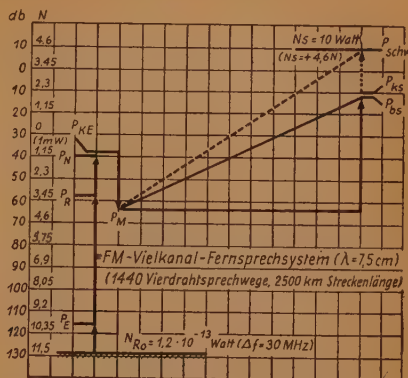
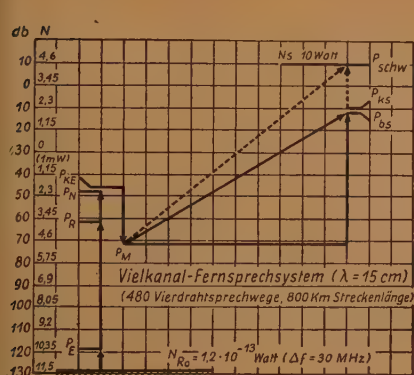


Abb. 12 Pegeldiagramm eines Funkfeldes einer Richtfunklinie für ein FM-Vielkanal-(2-240)-Fernsprechsystem (Funkfeldlänge 40 km; Streckenlänge 800 km; $\lambda = 15 \text{ cm}$; $B_g = 30 \text{ MHz}$)

Es bedeuten:

N_{Ro}	= Grundrauschwert des Vielband-Fernsprechkanals	
	$= 4 \cdot 10^{-21} \cdot 30 \cdot 10^6 = 1,2 \cdot 10^{-13} \text{ Watt}$	db
P_E	= Empfängerrauschwert $n \cdot K T_0 = 10$	10
P_R	= Rauschabstand für den Grundrausch = 6,7 Neper = 58 db	58
P_N	= Stationszahlfaktor ($N = 20$; $r = 800 \text{ km}$) $= \frac{1}{2} \ln 20 = 1,5 \text{ N}$	18
P_{KE}	= Verluste in der Energieleitung des Empfängers + Stoßstelle	1
P_M	= Verbesserungsfaktor durch Modulation (mit Preemphasis) $g_m = 2,85$	- 25
P_{bs}	= Streckendämpfung — Antennengewinn ($r = 40 \text{ km}$; $\lambda = 15 \text{ cm}$)	61
P_{ks}	= Verluste in der Energieleitung des Senders + Stoßstelle	1
P_{schw}	= Verluste durch Schwund (nur zeitweilig) + Toleranz	20

$$\text{Sendeleistung } N_g = 1,2 \cdot 10^{-13} \cdot 10^{18,9} \approx 10 \text{ Watt}$$

139

Abb. 13 Pegeldiagramm eines Funkfeldes einer Richtfunklinie für ein FM-Vielkanal-(6-240)-Fernsprechsystem (Funkfeldlänge 40 km; Streckenlänge 2500 km; $\lambda = 7,5 \text{ cm}$; $B_g = 30 \text{ MHz}$)

Es bedeuten:

N_{Ro}	= Grundrauschwert $= 4 \cdot 10^{-21} \cdot 30 \cdot 10^6 = 1,2 \cdot 10^{-13} \text{ Watt}$	db
P_E	= Empfängerrauschwert ($n = 20$)	18
P_R	= Rauschabstand für den Grundrausch = 6,7 Neper	58
P_N	= Stationszahlfaktor $= \frac{1}{2} \ln 62$ (2500 km)	18
P_{KE}	= Verluste in der Energieleitung des Empfängers + Stoßstelle	1
P_M	= Verbesserungsfaktor durch Modulation $= 5,4 - 2,55 = 2,85 \text{ N} = 25 \text{ db}$	- 25
P_{bs}	= Streckendämpfung vermindert um den Antennengewinn	53
P_{ks}	= Verluste der Energieleitung des Senders + Stoßstelle	1
P_{schw}	= Verluste durch Schwund + Toleranz	20

$$\text{Sendeleistung } N_g = 1,2 \cdot 10^{-13} \cdot 10^{18,9} \approx 10 \text{ Watt}$$

139

gelegt werden können. Die verschiedenartigen Anforderungen des Fernmeldeverkehrs nach Geräten mit kleinen bzw. großen Kanalzahlen oder breiten Bändern über kleine bzw. große Entfernungen führen zu bisher drei neuen Richtfunksystemen, die z. T. mit Pulsphasenmodulation, z. T. mit Frequenzmodulation arbeiten.

Da bis zum Jahre 1955 die Landesfernwahl im Bundesgebiet eingeführt werden soll, muß das Fernmeldenetz bis zu diesem Zeitpunkt verstärkt werden. Es ist im Durchschnitt mit einer Verdoppelung der Leitungen zu rechnen [15].

Ein Teil der neuen Leitungen wird durch Auslegung von Kabeln, ein Teil durch trägerfrequente Ausnutzung vorhandener oder neu auszulegender Kabel sowie ein vierter Teil durch Verwendung von Richtfunkgeräten geschaffen werden. Für die unteren und mittleren Netzebenen, bei denen meistens geringe Kanalzahlen (12 bis 100) über geringere Entfernungen (15 bis 200 km) durchgebracht werden müssen, erscheint das PPM-24-Kanalsystem sehr geeignet, sobald die Bedingung der freien optischen Sicht ohne wesentliche Hochbaukosten erfüllbar ist. Für die großen Entfernungen mit stärkeren Bündeln (mehrere Hundert bis zu einigen Tausend Kanälen) wird man voraussichtlich neben den FM-Breitbandsystemen auf denselben Türmen FM-Vielkanal-Fernsprechsysteme einsetzen, deren Entwicklung z. Z. noch im Gange ist.

Die weitgehende Anwendung von Richtleitern und Transistoren verspricht eine wesentliche Verminderung der Betriebskosten bei gleichzeitiger Erhöhung der Betriebssicherheit. Auch Verbesserungen auf dem Gebiete der Modulationsverfahren sind noch zu erwarten. Doch sind hier noch viele schwierige Aufgaben zu lösen, die noch längere Zeit beanspruchen werden.

F. Schrifttum

- [1] CCIF Weißbuch Fernsprechübertragung. Siemens & Halske A. G., Wernerwerk 1937.
- [2] Gelbbuch des CCIF 1949, Bd. III, Ergänzungsband.
- [3] H. Holzwarth, Die neuere Technik der Richtfunkverbindungen. VDE-Fachberichte, 13. Band (1949), S. 168...176.
- [4] G. Ulbricht, Die Richtfunkanlage JDA 22. Telefunken-Zeitung, Okt. 1951, S. 143...162.
- [5] M. G. Crosby, Frequency Modulation Noise Characteristics. Proc. of J. R. E., Apr. 1937.
- [6] P. Barkow, Der Gütegewinn in Trägerfrequenzkanälen bei Frequenzmodulation von Meter- und Dezimeterwellen. A. E. Ü. 3 (1949), S. 287...292.
- [7] C. E. Shannon, Neuere Entwicklung der Nachrichtentheorie. Techn. Mitt. PTT 28 (1950), S. 337 bis 342 (Übersetzung aus Electronics 23 [1950], S. 80...83).
- [8] A. Hellmann, Vermerk über Laufzeitverzerrungen und nichtlineares Übersprechen durch lange HF-Leitungen bei der Übertragung von frequenzmodulierten Signalen. Noch unveröffentlicht.
- [9] H. T. Friis, Microwave Repeater Research. The Bell Syst. Techn. Journ., April 1948, S. 183...246.
- [10] K. O. Schmidt, Antennen für Richtfunkanlagen, FTZ 4, H. 2, Febr. 1951, und Nachtrag H. 7 (1951).
- [11] K. O. Schmidt, Technische Grundlagen für Richtfunkverbindungen im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich, Fernmeldeingenieur 1951, H. 5.
- [12] 33 Stations Link New York—Chicago Microwave Relay System (TD-2-System). Long Line Magazine 1950.
- [13] K. O. Schmidt, Die Bestimmungsgrößen eines Dezimetersystems mit Zeit-Impulsmodulation (Pulsphasen-Modulation). FTZ 1951, H. 8.
- [14] K. O. Schmidt, Die Streckenplanung von Richtfunklinien im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich. Telefunken-Zeitung, Okt. 1951, S. 129...139.
- [15] Pausch u. Thurmayr, Mittelwertsnetzbild eines Zentralamtsbereiches der Landesfernwahl. FTZ, Nov. 1951, H. 11.

Die Beurteilung von Räumen für elektroakustische Übertragungen

Der Verfasser untersucht die für eine naturgetreue Wiedergabe notwendigen Komponenten und stellt neben die bekannten physikalischen die physiologischen und psychologischen Bedingungen, die beim Anhören bzw. bei der Aufnahme für eine naturgetreue Wiedergabe mitverantwortlich sind. Die Methode, den so außerordentlich wichtigen Teil der Übertragung zu bestimmen und ihn ähnlich wie physikalische Größen einzuordnen, scheint außerordentlich aussichtsreich, so daß es sich lohnen würde, wenn der eingeschlagene Weg auch von anderen Stellen, die sich für eine klangschöne und naturgetreue Wiedergabe einsetzen, weiterverfolgt werden würde. In Frage kämen vor allem Rundfunk und die Schallplattenindustrie.

Ein einkanalgiges elektro-akustisches Übertragungssystem besteht im Prinzip aus einem akustisch-elektrischen und einem elektrisch-akustischen Wandler sowie einem Verstärker. Daß der Zug des Verstärkers an irgendeiner geeigneten Stelle aufgetrennt werden kann, und daß an dieser Trennstelle ein Übertragungssystem, z. B. drahtloser Art, oder auch ein Speicherverfahren eingefügt werden kann, ändert nichts an dem prinzipiellen Charakter der angestellten Betrachtung. Das erwähnte Übertragungssystem läßt sich also im Prinzip durch Abb. 1 darstellen:



Abb. 1

Hierin bedeutet M das Mikrofon, L den Lautsprecher und V den Verstärkerzug; die punktierte Linie deutet die oben erwähnte Trennstelle an. Das Schema der Abb. 1 beschreibt das elektro-akustische Übertragungssystem in seinem physikalischen Aspekt. Wird eine elektro-akustische Übertragungsanlage benutzt, um Musikdarbietungen oder Bühnenaufführungen zu übertragen, so reicht das oben dargestellte Schema nicht aus, um das Verhalten der Anlage gegen das zu übertragende Klangbild völlig zu beschreiben. Die elektro-akustische Anlage benutzt man nämlich nicht mehr allein dazu, um eine physikalische Forderung zu erfüllen, sondern bewerkstelligt vielmehr die Übertragung eines „Erlebniswertes“, d. h. also, man übermittelt Größen, die nicht mehr in einem physikalischen Maßsystem zu messen sind, sondern die nach ästhetischen Gesichtspunkten bewertet werden und die man höchstens physikalisch kontrollieren kann¹⁾. Das in Abb. 1 gezeichnete Schema der Übertragungsanlage ist also zu ergänzen, wenn wir alles das einbeziehen wollen, was sich subjektiv bei der Übertragung irgendeines

¹⁾ Vgl. H. Etzold, „Optische und akustische Übertragungsprobleme als Arbeitsgebiet der heutigen Elektrophysik“. VDE-Fachberichte 14 (1950), S. 139, Vortrag, gehalten auf der VDE-Tagung Köln 1950.

Klangereignisses bemerkbar macht. Wir kommen so zu dem Schema der Abb. 2, in dem um das Mikrofon der Abb. 1 der Raum A gezeichnet ist, aus dem die Übertragung erfolgt, und um den Lautsprecher der Abb. 1 der Raum B, in dem das Übertragene abgehört wird.

Wir können nun die Frage stellen, in welcher Weise sich die nunmehr fünf Glieder der Übertragungskette, nämlich Raum A + Mikrofon — Verstärker, Raum B + Lautsprecher, für das Empfinden des Zuhörers in Raum B in ihren Eigenschaften bemerkbar machen, wenn aus A ein akustisches Ereignis übertragen wird. Oder um die Frage anders zu stellen, welches von den fünf Gliedern prägt der Übertragung die subjektiv



Abb. 2

am deutlichsten empfindbare spezifische Eigenheit auf. Wenn wir zunächst bei dem Schema der Abb. 1 bleiben, also den drei inneren Gliedern der Abb. 2, dann ist diese Frage nach dem gegenwärtigen Stand der Technik so zu beantworten, daß der Lautsprecher dasjenige Glied ist, das die sinnfälligsten Veränderungen hervorbringt. Das stimmt auch mit unseren physikalischen Kenntnissen überein. Wir wissen, daß wir Mikrofone und Verstärker so herstellen können, daß ihr Frequenzumfang alles das verarbeitet, was auch unser Ohr wahrnimmt, und daß auch ihr Verhalten gegen instationäre Vorgänge innerhalb dieses Bereiches dem Verhalten unserer Ohren gleichzusetzen ist. Vom Lautsprecher aber wissen wir, daß er die elektro-akustische Wandlung nicht so vollkommen durchführen kann, wie es das Mikrofon in der umgekehrten Richtung tut. Von den drei genannten Teilen ist also der Lautsprecher zweifellos das schwächste Glied der Kette. Diese Aussage stimmt überein mit den physikalischen Messungen, die wir durchführen können. Nehmen wir nun zu unseren Betrachtungen den Raum A und den Raum B hinzu, dann erweist sich, daß von diesen Räumen der Raum A zweifellos dem Klangbild durch seine Eigenschaften eine viel stärkere Veränderung aufprägen kann, als es der Lautsprecher als elektrisches Glied der Kette tut, und auch der Raum B kann gegebenenfalls in seinen verändernden Eigenschaften von größerem Einfluß sein als die elektrischen Glieder der Kette.

Aus dieser sehr einfachen Betrachtung ergibt sich, daß es in der Elektroakustik nicht ausreicht, hochwertige elektrische Teile herzustellen, d. h. also, bestimmte physikalische Forderungen zu erfüllen, sondern das Problem ist viel komplexerer Natur. Alles das, was bisher rein physikalisch geleistet wurde, ist natürlich als Grundvoraussetzung für weitere Arbeiten unerläßlich wichtig, wir sehen jedoch, daß eine falsche Anwendung der von der physikalischen Technik geschaffenen Geräte u. U. zu absolut unbefriedigenden Resultaten führen kann. Als Resultat dieser Überlegungen ergibt sich also fast zwangsläufig, daß nur die Gesamtheit der physikalischen und der psychologisch-ästhetischen Betrachtungsweise und die Ergründung der Wechselbeziehungen zwischen diesen beiden Komponenten zu wirklich umfassenden Ergebnissen führen kann. Zunächst sei einmal nach Abb. 2 der Raum A mit dem darin befindlichen Mikrofon untersucht. Dieser Raum ist physikalisch definiert durch seine Nachhallkurve, die sich z. B. gemäß der Sabineschen Formel oder deren Abwandlungen aus der Eigenschaft der Wandmaterialien errechnen läßt. In diesem Raum befindet sich irgendwo eine Klangquelle und außerdem das

Mikrofon. Wir begeben uns nun in den Raum B und versuchen, zwischen dem dort Wahrgenommenen und zwischen den physikalischen Eigenschaften des Raumes A und der geometrischen Aufstellung der Klangquelle und des Mikrofons Beziehungen zu schaffen. Unsere Kenntnisse auf diesem Gebiet sind gegenwärtig noch völlig unzureichend, jedenfalls dann, wenn wir uns bemühen, sie zu systematisieren. Dabei tritt sofort eine sehr große Schwierigkeit in Erscheinung. Die psychologisch-ästhetische Komponente wird aus dem Urteil von Beobachtungspersonen gewonnen; sobald jedoch ein Mensch als Meßinstrument in Erscheinung tritt, sind wir darauf angewiesen — wegen der verschiedenen subjektiven Einstellungen der Menschen untereinander —, die Bewertungsgrößen durch Statistik zu gewinnen; es müssen also eine große Zahl von Versuchspersonen befragt werden.

Eine derartige Untersuchung ist in bezug auf die willkürlich veränderbaren Größen so mannigfaltig, daß nur dann mit sicheren Resultaten zu rechnen ist, wenn man den beurteilenden Versuchspersonen einigermaßen klar umrissene Bereiche vorlegt. Für die Untersuchung eines Aufnahmegebietes A sowie den geometrischen Anordnungen von Mikrofon und Klangquelle wäre ein Schema zu finden, daß diese Größen mit den physikalischen Eigenschaften des Raumes in Beziehung setzt. Zu diesem Schema kann man auf folgendem Wege der Überlegung gelangen: Die Intensität im Schallfeld, die sich am Orte des Mikrofones ergibt, setzt sich zusammen aus der Intensität, die direkt von der Klangquelle zum Mikrofon gelangt und die einem quadratischen Abstandsgesetz gehorcht, und dem reflektierten Anteil der Intensität, der von den Wänden des Raumes A eintrifft. Es ergibt sich also:

$$I_M = I_D + I_R$$

Wir können nun die Frage stellen, in welchem Abstand vom Mikrofon I_D und I_R gerade gleich groß geworden sind. Dieser Abstand wird zweifellos von den Raumeigenschaften abhängen, und er läßt sich in einfacher Weise aus elementaren Formeln errechnen. Für I_D ergibt sich:

$$I_D = \frac{N}{4 \pi d^2} \quad (1)$$

und für I_R :

$$I_R = \frac{N}{a} \quad (2)$$

a bedeutet hierin die Absorption des Raumes, die aus der Sabineschen Formel entnehmbar ist und sich durch das Volumen V des Raumes und durch die Nachhallzeit τ ausdrücken läßt. a läßt sich somit wie folgt ausdrücken:

$$a = \frac{V}{6 \tau} \quad (3)$$

Für den oben genannten Fall aber, daß $I_D = I_R$ sein soll, läßt sich jetzt aus (1), (2) und (3) die Größe d errechnen:

$$d = \sqrt{\frac{V}{24 \pi \tau}}$$

Den so definierten Abstand d bezeichnen wir als „kritischen Abstand“, und wir können nun, um Beziehungen zu der ästhetischen Seite des Problems zu gewinnen, die Frage so formulieren, daß wir die Versuchspersonen aussagen lassen, wie ihre Bewertung ist,

wenn die Übertragung für $d = d_{krit}$, für $d > d_{krit}$ für $2 d_{krit}$, für $d < d_{krit}$ und für $\frac{d_{krit}}{2}$. Z. Z. liegen noch keine ausreichenden Zahlen vor. Durch Vorversuche ist jedoch die Brauchbarkeit dieser Untersuchungsmethoden erwiesen worden.

Die Anwendung der beschriebenen Methode und die alleinige Beurteilung der Resultate in der geschilderten Weise würden die Voraussetzung enthalten, daß die Nachhallkurve allein für das Verhalten des Raumes verantwortlich zu machen ist. Daß dies jedoch zweifellos nicht der Fall ist, geht sowohl aus subjektiven Beobachtungen wie aus geometrischen Betrachtungen hervor. Es müssen also neben der oben beschriebenen Systematisierung durch die Benutzung des kritischen Abstandes noch weitere Untersuchungsmethoden gefunden werden, die die spezifischen Eigenschaften des Raumes ästhetisch bewerten lassen. Für die Durchführung derartiger Untersuchungen kann mit Vorteil die Methode der Iteration angewendet werden. Wenn sich also z. B. bei der eben beschriebenen Übertragung aus dem Abstand $2 d_{krit}$ die subjektive Veränderung durch den Raum nicht ausreichend merkbar macht, stellt man von dem Klangbild, das das Mikrofon aufnimmt, auf einer hochwertigen Aufzeichnungsmaschine, die ihrerseits keine Veränderungen bringt, eine Aufnahme her. Diese wird nunmehr im Aufnahme-raum (Abb. 2, Raum A) über einen sehr hochwertigen Lautsprecher erneut abgespielt. Dieses Klangbild wird vom Mikrofon wieder aufgenommen, über die gleiche Apparatur abgespielt, wieder aufgenommen usw., und zwar so lange wiederholt, bis die Eigenschaften des Raumes extrem in Erscheinung treten. Man darf dabei nicht vergessen, daß der Lautsprecher ebenfalls ein „schwaches Glied“ ist und daß seine Veränderungen am Klangbild gegebenenfalls durch Studium einer Iterationsserie in einem nachhallfreien Raum festgestellt und in Abzug gebracht werden müssen.

Auch die Erzeugung von weißem Rauschen in dem zu untersuchenden Raum und die Übertragung durch ein in verschiedenen Abständen befindliches Mikrofon und gegebenenfalls die Anwendung des Iterationsverfahrens erlauben die subjektive Beurteilung von Raumeigenschaften und sogar sein Vergleichen mit physikalischen Eigenschaften, wenn eine spektrale Analyse des übertragenen Rauschens vorgenommen wird. Alle diese Untersuchungsmethoden enthalten noch eine Fülle von Variablen, die jedoch zunächst nur sehr vorsichtig variiert werden dürfen, damit nicht statt einer Klärung eine Verwirrung der Resultate eintritt. Andererseits ist darauf hinzuweisen, daß die subjektive Empfindlichkeit unseres physiologisch-psychologischen Meßgerätes, das wir Ohr nennen, oft so erstaunlich groß ist, daß die Unterschiede, die es bei der Beurteilung von Klangbildern noch wahrnimmt, nach den vorhandenen physikalischen Meßmethoden teilweise kaum nachgewiesen werden können.

Die Untersuchungen der genannten Art haben zur Voraussetzung, daß ausreichendes physikalisches Grundlagenmaterial zur Verfügung steht. Die Arbeiten sind daher damit begonnen worden, zunächst möglichst viele Nachhallkurven bekannter Konzertsäle, Kirchen usw. auszumessen und zu sammeln. Dann müssen aus diesen Räumen geeignete Konzert- und Sprachaufnahmen beschafft werden, um sie der subjektiven Beurteilung zu unterwerfen. Dieser zweite Teil der Untersuchungen ist weit zeitraubender und kostspieliger, da man auf die Mitwirkung einer großen Zahl von Versuchspersonen angewiesen ist. Allerdings ergibt sich die Möglichkeit, Nachhallkurven von Räumen aus

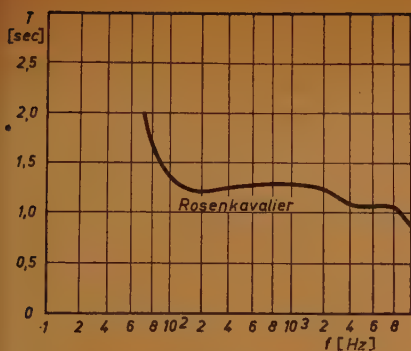


Abb. 3 Nachhallkurve einer Konzerthalle
in Philadelphia

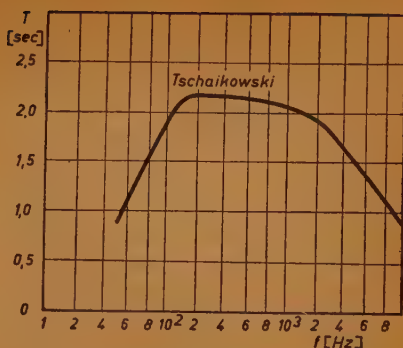


Abb. 4 Nachhallkurve des Concert-Gebouw
in Amsterdam

vorhandenen Konzertaufnahmen zu gewinnen, wobei man dann diese Konzertaufnahmen gleichzeitig zur subjektiven Beurteilung heranzieht. Der außerordentlich große Dynamikumfang der Aufzeichnungen auf modernen Langspielplatten gestattet aus der Aufzeichnung die Ermittlung der Nachhallkurven der Aufnahmesäle; vorausgesetzt, daß in der betreffenden Musikdarbietung hinter einer Stelle großer Intensität eine Pause vorhanden und daß dabei in allen Frequenzgebieten ausreichende Anregungsenergie vorhanden ist. Die Abb. 3 zeigt die Kurve einer Konzerthalle aus Philadelphia, die aus der Aufnahme der Rosenkavalier-Suite gewonnen wurde. Abb. 4 gibt die Nachhallkurve des Concert-Gebouw in Amsterdam nach dem Umbau wieder²⁾. Sie wurde gewonnen aus einer Aufnahme der Tschairowsky-Symphonie Nr. 4. In Berlin bestand glücklicherweise die Möglichkeit, die berechtigten Zweifel in bezug auf die Genauigkeit der Methode, die der Verfasser bei der Durchführung seiner Messungen hatte, dadurch zu kontrollieren, daß die Nachhallkurve aus der Aufnahme einer Langspielplatte mit einer durch direktes Schießen gewonnenen Nachhallkurve verglichen werden konnte. Das Capriccio von Strawinsky enthält eine zu Messungen geeignete Stelle, und die hieraus gewonnene Nachhallkurve der Jesus-Christus-Kirche in Dahlem — der Aufnahmeraum der Langspielplatte — ist in Abb. 5 eingetragen neben der nach der Schußmethode gewonnenen Nachhallkurve. Wie man sieht, ist die Übereinstimmung bemerkenswert. Die kleinen Abweichungen dürften auf die Art der Mikrofonaufstellung und auf das Mikrofon selbst zurückzuführen sein. Die merkwürdige Nachklingstelle mit großer Amplitude bei tiefen Frequenzen in der Messung von der Schallplatte wird wahrscheinlich auf das selbständige längere Abklingen eines Gegenstandes im Raume, vielleicht eines Musikinstrumentes im Orchester, zurückzuführen sein.

Alle bisherigen Betrachtungen waren stark auf den Raum A abgestellt, von dem wir jedoch eingangs gesagt hatten, daß er die subjektiv deutlichsten Veränderungen am Klangbild hervorbringt. Diese Tatsache ist besonders auch darauf zurückzuführen, daß das Mikrofon als einkanalgiges Aufnahmeorgan ganz anders den Raum analysiert als

²⁾ Durch die Freundlichkeit von N. V. Philips Phonographische Industrie in Baarn, Niederlande, wurde mir inzwischen die jetzt gültige Nachhallkurve des Concert-Gebouw zugänglich gemacht, die sich ebenfalls in guter Übereinstimmung mit den hier gemessenen Werten befindet. Hierfür möchte ich der N. V. Philips Phonographischen Industrie herzlich danken.

ein an die gleiche Stelle gestellter Mensch, der mit zwei Ohren das im Raume vorhandene Klangbild wahrnimmt. Bei der zweiohrigen Wahrnehmung darf nicht vergessen werden, daß die Zuleitung des Höreindrucks zum Hörzentrum des Gehirnes durch zwei Aufnahmeorgane eine psychologische Umwertung des Wahrgenommenen zuläßt, der wir uns nicht entziehen können und von dem das Mikrofon frei ist. Damit hängt es auch zusammen, daß der subjektive Einfluß des Raumes B uns weit weniger merkbar wird, weil wir eben in diesem Raume binaural das bewerten, was uns der Lautsprecher einkanalig darbietet.

Wenn wir unsere Betrachtungen auf den Raum B ausdehnen, müssen wir uns immer vergegenwärtigen, daß dort ‚zweiohrige‘ Zuhörer die Beurteilung durchführen. Die „Räume B“ werden also immer so benutzt, daß in ihnen der zweiohrige Mensch das akustische Geschehen wahrnimmt, und wir können in die ganze Gruppe der Räume B auch diejenigen miteinbeziehen, in denen nicht durch eine elektro-akustische Übertragungsanlage, also den Lautsprecher der Abb. 2, das Klangbild erzeugt wird, sondern auch diejenigen Räume, in denen unmittelbar akustische Darbietungen an das Ohr des Zuhörers gelangen. Man muß sich darüber im klaren sein, daß die Problemstellung für den Raum B wesentlich verschieden ist, wenn es sich um unmittelbare akustische Darbietungen und wenn es sich um das Endglied der Kette von Abb. 2 handelt.

Die Beziehung zwischen der nach Sabine errechneten Nachhallzeit τ und der subjektiven Befriedigung für direkte Sprach- und Konzertdarbietungen, die Zuhörer in dem genannten Saal empfinden, ist festgelegt durch Kurven der optimalen Nachhallzeit für vorgegebene Raumvolumina, die von den Raumakustikern auf Grund subjektiver Bewertungen gewonnen worden sind. Für Räume, in denen das Klangbild durch Lautsprecher erzeugt werden soll, wie z. B. das Kino, sind die Bedingungen ganz anders. Da durch den Übertragungskanal jetzt der Nachhalleinfluß des Raumes A mit über die Lautsprecher übertragen wird, soll ja dem Zuhörer die Illusion vermittelt werden, daß es sich in dem Raume A befinde. Der Raum B darf daher das aus dem Lautsprecher hervortretende Klangbild nicht wesentlich verändern. Daß trotzdem die Ansicht besteht, der Raum B müsse auch für Lautsprecherwiedergabe eine merkliche Nachhallzeit besitzen, hat praktische und vielleicht sogar kommerzielle Gründe. Erstens stört es natürlich, daß ein Raum mit der Nachhallzeit $\tau = 0$ keinen reflektierten Schall gibt, so daß für den Nutzschall das quadratische Abstandsgesetz der Intensität gelten würde. Bei einer größeren Zahl zu erfassender Zuhörer würden dann also unerwünschte Intensitätsunterschiede festzustellen sein, die sich nur durch Lautsprecher mit ausgesuchter Richtstrahlercharakteristik beheben lassen (vgl. durchgeführte Anlagen im Freien). Weiter aber erfordert natürlich ein Raum mit sehr kleiner Nachhallzeit von den Lautsprechern eine große akustische Leistung, weil jetzt der ganze reflektierte

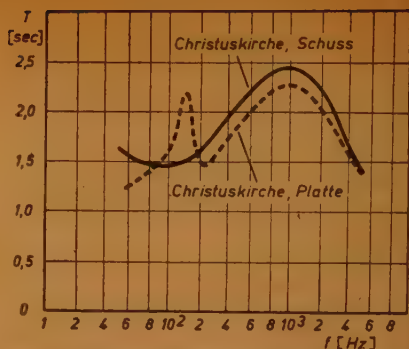


Abb. 5 Vergleich der Nachhallkurven in der Jesus-Christus-Kirche Berlin-Dahlem
 - - - - - Kurve durch Auswertung einer Schallplatte
 ——— Kurve durch Schußnachhall genommen

Anteil für den Nutzschall verlorengeht. Der dadurch erforderlichen Vergrößerung der Verstärkerleistung weicht man aber aus wirtschaftlichen Gründen aus. Schließlich lassen sich im Raum B die nichtlinearen Verzerrungen im elektro-akustischen Übertragungskanal in erstaunlicher Weise überdecken, wenn der Raum B mit einem gewissen Nachhall behaftet ist. Je kleiner man die Nachhallzeit in B gestaltet, um so kritischer wird das Ohr des Zuhörers für die Wahrnehmbarkeit dieser Verzerrungen. Aber auch die Befreiung des Übertragungskanales von diesen Verzerrungen bedeutet einen erheblichen wirtschaftlichen Aufwand, so daß man dazu neigt, auch gelegentlich lieber durch etwas vergrößerten Nachhall mangelnde Verzerrungsfreiheit zu überdecken. Abschließend kann gesagt werden, daß die Aufgabe, eine möglichst befriedigende elektro-akustische Übertragung durchzuführen, nur dann gelöst werden kann, wenn man sich von der Anschauung frei macht, daß diese Aufgabe rein physikalischer Natur sei. Die beiden Komponenten, die physikalische und die physiologisch-psychologische, haben nebeneinander etwa die gleiche Bedeutung. Es ist sogar so, daß beide Komponenten auch etwa die gleiche kommerzielle Bedeutung haben. Denn das Wohlwollen des Benutzers eines elektro-akustischen Produktes kann nicht allein dadurch gewonnen werden, daß er ein physikalisch völlig einwandfreies Erzeugnis in die Hand bekommt, wenn nicht gleichzeitig diejenigen Voraussetzungen erfüllt sind, die zu seiner subjektiven Befriedigung nötig sind.

Ein Literaturverzeichnis einschlägiger Arbeiten wird bei einem später zu veröffentlichendem experimentellen Teil gegeben werden.

Während der Drucklegung dieser Arbeit erschien in dieser Zeitschrift ein Aufsatz von P. Burkowitz, der sich — wie sich bisher erkennen läßt — mit verwandten Problemen befaßt. Soweit sich die dort gefundenen Resultate mit unseren Messungen decken, wird in der späteren Arbeit darauf eingegangen werden.

Schaltvorgänge in Stromkreisen mit Röhren

In allen Fällen, wo Elektronenröhren in Verbindung mit magnetischen Relais verwendet werden — Steuerdrosseln für Schnelltelegrafie, Schaltgeräte für die technische Elektronik u. ä. —, interessiert der zeitliche Stromverlauf im Anodenkreis der Röhren (Abb. 1). Wenn die I_a - U_a -Kennlinien der Röhren gerade Linien wären und der sich einstellende stationäre Strom kleiner wäre als der Sättigungsstrom der Röhren, würde sich gegenüber dem für die Reihenschaltung einer Induktivität und eines Widerstandes geltenden Exponentialgesetz nichts ändern.

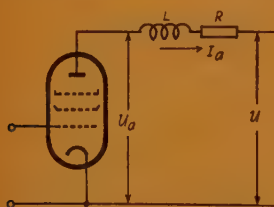
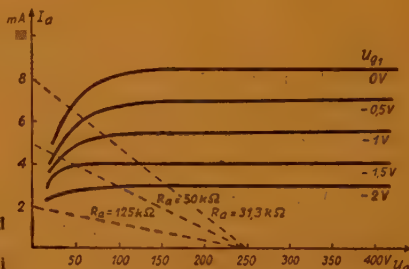


Abb. 1 Schaltung einer Pentode mit Drossel und Widerstand im Anodenkreis

Abb. 2 I_a - U_a -Kennlinienfeld einer EF 12 bei $U_{g2} = 100$ V (gemessen)



Eine Verkürzung des Einschaltvorganges ist dann zu erwarten, wenn der Röhrensättigungsstrom I_s kleiner ist als der sich aus dem Verhältnis U/R ergebende stationäre Endstrom der Reihenschaltung, aber auch die Kennlinienkrümmung beeinflusst den Stromverlauf.

Bedeutet U die zur Verfügung stehende Anodengleichspannung und U_a die Spannung an der Röhre, so gilt nach Abb. 1 für den Strom I_a

$$L \frac{dI_a}{dt} + R I_a = U - U_a. \quad (1)$$

Es handelt sich nun darum, für das Kennlinienfeld $I_a = f(U_a)$ eine passende mathematische Funktion zu finden, wenn man die Differentialgleichung (1) nicht grafisch lösen will. In Abb. 2 ist das I_a - U_a -Kennlinienfeld einer Pentode bei verschiedenen negativen Gittervorspannungen wiedergegeben. Wie ein Vergleich mit Abb. 3 zeigt, läßt sich durch den analytischen Ansatz

$$I_a = I_s \left(1 - e^{-\frac{U_a}{\sigma}} \right) \quad (2)$$

das Kennlinienfeld mit hinreichender Genauigkeit wiedergeben, so daß beim Einsetzen von (2) in (1) zum mindesten qualitative Aussagen hinsichtlich des Einschaltstromverlaufs zu erwarten sind. In (2) bedeutet I_s den Sättigungsstrom, der bei konstant gehaltenen Schirmgitter- und Anodenspannungen nur noch von der Gitter-

spannung U_{g1} abhängt, σ könnte man analog dem Begriff der Zeitkonstanten für zeitliche Vorgänge hier als „Spannungskonstante“ bezeichnen. Die Umkehrung von (2) lautet

$$U_a = \sigma \ln \left(\frac{I_s}{I_s - I_a} \right)$$

bzw. nach Entwicklung der \ln -Funktion in eine Reihe

$$U_a = 2\sigma \left[\frac{I_a}{2I_s - I_a} + \frac{1}{3} \left(\frac{I_a}{2I_s - I_a} \right)^3 + \dots \right]$$

Solange $2I_s \gg I_a$ kann man dafür angeähert schreiben

$$U_a = \frac{\sigma}{I_s} \cdot I_a + \frac{\sigma}{12 I_s^3} \cdot I_a^3 + \dots \quad (3)$$

Setzt man (3) in (1) ein, so erhält man die Differentialgleichung für J_a

$$\frac{dI_a}{dt} = \frac{1}{L} \left[U - \left(R + \frac{\sigma}{I_s} \right) I_a - \frac{\sigma}{12 I_s^3} I_a^3 \right]$$

mit dem Integral

$$t = \frac{L}{U} \int \frac{dI_a}{1 - \frac{1}{U} \left(R + \frac{\sigma}{I_s} \right) I_a - \frac{\sigma}{12 U I_s^3} I_a^3} + K, \quad (4)$$

wobei K eine Integrationskonstante ist.

Wäre $\sigma = 0$, also $I_a = I_s$, so wäre das Integral (4)

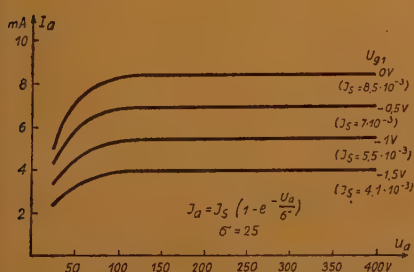


Abb. 3 Analytische Annäherung der I_a - U_a -Kennlinie einer EF 12

$$t = -\frac{L}{R} \ln \left[\frac{1 - \frac{R I_a}{U}}{K} \right] \quad (5)$$

also

$$I_a = \frac{U}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right), \quad \frac{dI_a}{dt} = \frac{U}{L} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_1}}$$

wenn $\tau_1 = L/R$ und für $t = 0$ $I_a = 0$ ist. I_a verläuft in diesem Fall nach der bekannten Exponentialfunktion. Ist $\sigma \neq 0$, so ergibt sich, wenn man in (4) einführt

$$\left(R + \frac{\sigma}{I_s} \right) \frac{p}{U} = \sqrt{\frac{\sigma}{2(\sigma + R I_s)}}, \quad p = \frac{U}{R + \frac{\sigma}{I_s}} \sqrt{\frac{\sigma}{2 I_s^3 \left(R + \frac{\sigma}{I_s} \right)}}$$

$$t = \frac{L}{U} \int \frac{dI_a}{1 - \frac{1}{p} \left[p \frac{\sigma + R I_s}{U I_s} I_a + \frac{p^3}{6} \left(\frac{\sigma + R I_s}{U I_s} \right)^3 I_a^3 \right]} + K.$$

Die Ausdrücke in der eckigen Klammer dieses Integrals stellen aber die Anfangsglieder der Reihe für die Funktion $\text{Sin} \left(p \frac{\sigma + R I_s}{U I_s} \cdot I_a \right)$ dar, so daß schließlich

$$t = \frac{L}{U} \int \frac{d I_a}{1 - \frac{1}{p} \text{Sin} \left(p \frac{\sigma + R I_s}{U I_s} \cdot I_a \right)} + K$$

und integriert

$$t = \frac{L}{\left(R + \frac{\sigma}{I_s} \right) \sqrt{1 + p^2}} \ln \left[K \frac{1 + p \text{tg} \frac{p}{2U} \left(R + \frac{\sigma}{I_s} \right) I_a + \sqrt{1 + p^2}}{1 + p \text{tg} \frac{p}{2U} \left(R + \frac{\sigma}{I_s} \right) I_a - \sqrt{1 + p^2}} \right] \quad (6)$$

Setzt man zur Abkürzung für die Zeitkonstante

$$\frac{L}{\left(R + \frac{\sigma}{I_s} \right) \sqrt{1 + p^2}} = \tau \quad (6a)$$

so ist der Strom, wenn man

$$I_a \Big|_{t=0} = 0, K = \frac{1 - \sqrt{1 + p^2}}{1 + \sqrt{1 + p^2}}$$

annimmt

$$I_a = \frac{2U}{p \left(R + \frac{\sigma}{I_s} \right)} \text{Ar} \text{tg} \left[\frac{p \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)}{\left(\sqrt{1 + p^2} + 1 \right) + \left(\sqrt{1 + p^2} - 1 \right) e^{-\frac{t}{\tau}}} \right]$$

oder nach Umformung

$$I_a = \frac{2U}{p \left(R + \frac{\sigma}{I_s} \right)} \text{Ar} \text{tg} \left[\frac{p}{1 + \sqrt{1 + p^2} \coth \left(\frac{t}{2\tau} \right)} \right] \quad (7)$$

Die Tangente des Stromanstiegs zu jedem Zeitpunkt erhält man aus (7) durch Differentiation

$$\frac{d I_a}{dt} = \frac{U}{L} \cdot \frac{1 + p^2}{p^2 + \coth \left(\frac{t}{\tau} \right) + \sqrt{1 + p^2} \text{Sin} \left(\frac{t}{\tau} \right)} \quad (7a)$$

Die Anfangstangente ergibt sich daraus für $t = 0$

$$\left| \frac{d I_a}{dt} \right|_{t=0} = \frac{U}{L}$$

sie unterscheidet sich also nicht von dem klassischen Fall der Gl. (5).

Die Frage nach dem Zeitpunkt T , zu dem der Sättigungsstrom I_s erreicht ist, beantwortet die Gl. (6), setzt man in diese (6a, b) ein, so ist

$$t = \tau \cdot \ln \left[\frac{1 + \frac{1}{p} \left(\sqrt{1 + p^2} - 1 \right) \mathfrak{I}_g \frac{p}{2U} \left(R + \frac{\sigma}{I_s} \right) I_a}{1 - \frac{1}{p} \left(\sqrt{1 + p^2} + 1 \right) \mathfrak{I}_g \frac{p}{2U} \left(R + \frac{\sigma}{I_s} \right) I_a} \right]$$

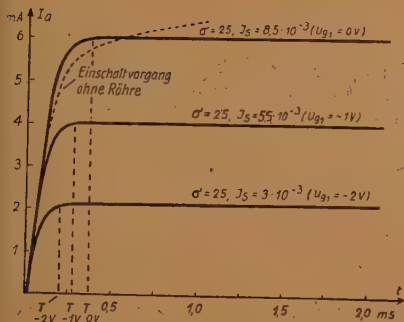


Abb. 4 Einschaltvorgang ohne Röhre (---) und mit Röhre bei verschied. Gittervorspannungen

Führt man statt der \ln - die $\mathfrak{N} \mathfrak{I}_g$ -Funktion

$$\ln v = 2 \mathfrak{N} \mathfrak{I}_g \left(\frac{v-1}{v+1} \right)$$

ein, so ist

$$t = 2 \tau \mathfrak{N} \mathfrak{I}_g \left[\frac{\sqrt{1 + p^2} \cdot \mathfrak{I}_g \frac{p}{2U} \left(R + \frac{\sigma}{I_s} \right) I_a}{p - \mathfrak{I}_g \frac{p}{2U} \left(R + \frac{\sigma}{I_s} \right) I_a} \right]$$

Man erhält die Zeit T , wenn man in die letzte Gleichung für $I_a = I_s$ setzt, sie beträgt

$$T = \left(R + \frac{\sigma}{I_s} \right) \sqrt{1 + p^2} \cdot \mathfrak{N} \mathfrak{I}_g \left[\frac{\sqrt{1 + p^2} \cdot \mathfrak{I}_g \frac{p}{2U} \left(\sigma + R I_s \right)}{p - \mathfrak{I}_g \frac{p}{2U} \left(\sigma + R I_s \right)} \right] \quad (8)$$

Wenn man sowohl die \mathfrak{I}_g - als auch die $\mathfrak{N} \mathfrak{I}_g$ -Funktion durch ihre Argumente ersetzt, was allerdings nur für kleine Argumente zulässig ist, so erhält man eine wesentlich übersichtlichere Form der Beziehung für T , die gegenüber (8) den Vorteil bietet, sofort erkennen zu lassen, durch welche Maßnahmen die Schaltzeit T verkürzt werden kann. Setzt man für $x < 0,2$

$$\mathfrak{I}_g x \sim x, \quad \mathfrak{N} \mathfrak{I}_g x \sim x,$$

so folgt aus (8)

$$T = \frac{2 L I_s}{(R I_s + \sigma) \sqrt{1 + p^2}} \cdot \frac{\sqrt{1 + p^2} \cdot \frac{p}{2U} (R I_s + \sigma)}{p - \frac{p}{2U} (R I_s + \sigma)} = \frac{L I_s}{U - \frac{1}{2} (R I_s + \sigma)} \quad (8a)$$

Die Zeit T , die bis zur Erreichung des Sättigungsstromes I_s vergeht, ist demnach um so kürzer, je kleiner der Sättigungsstrom I_s selbst und je kleiner der Widerstand R im Anodenkreis ist, auch eine Verkleinerung von σ wirkt auf T im selben Sinne.

In Abb. 4 sind die Einschaltkurven für verschiedene Vorspannungen U_{g1} nach (7) berechnet und grafisch dargestellt, der Rechnung wurde die analytische Annäherung der I_a - U_a -Kennlinien nach Abb. 3 zugrundegelegt. Man erkennt deutlich den angenähert trapezförmigen Verlauf der Strom-Zeit-Kurve und daß die Anfangstangente

$\left| \frac{d I_a}{d t} \right|_{t=0}$ in allen Fällen gleich groß ist, mit wachsender negativer Vorspannung (kleiner werdender Sättigungsstrom) wird die Zeit bis zur Erreichung des stationären Endwertes I_s stetig kleiner.

Elementare Einführung in die Filtertheorie

(Fortsetzung und Schluß)

b) Dämpfungspöl

Bei allen bisherigen Betrachtungen haben wir die Verluste im Sperrbereich vernachlässigt. Diese Vernachlässigung ist auch im allgemeinen berechtigt, nur wenn bei Zobelgliedern Ω_∞ dicht bei 1 liegt, ist dies, wie wir sehen werden, nicht mehr der Fall. In Abb. 62 ist ein Tiefpaßzobelhalbglied mit Spulenverlusten dargestellt. Bevor wir auf das Vektordiagramm eingehen, berechnen wir bei $\Omega = \Omega_\infty$ den Längswiderstand. Es ist mit (92)

$$\omega_\infty m L = \omega_\infty \sqrt{1 - \frac{1}{\Omega_\infty^2}} L = \omega_1 L \frac{\omega_\infty}{\omega_1} \sqrt{1 - \frac{1}{\Omega_\infty^2}} \quad (182)$$

Da $\frac{\omega_\infty}{\omega_1} = \Omega_\infty$ ist, wird mit (18) und (20)

$$\omega_\infty m L = Z_0 \sqrt{\Omega_\infty^2 - 1} = Z_{T\Omega_\infty}^* \quad (183)$$

Es ist also bei Ω_∞ der Längswiderstand ebenso groß wie der Wellenwiderstand Z_T^* , folglich wird die Spannung U_1 durch diese Widerstände genau halbiert, so daß $U_2 = \frac{1}{2} U_1$ wird. Da $R_1 \ll \omega_\infty m L + Z_{T\Omega_\infty}^*$ ist, wird $|U_2|$ durch den Widerstand R_1 nicht merklich beeinflußt. Anders sieht dies beim Querkreis aus. Bei Ω_∞ ist der Blindwiderstand Null, da der Kreis in Resonanz ist, und es bleibt nur der reelle Widerstand R_1 wirksam. Daher ist, wie Abb. 63 zeigt:

$$I_1 \approx I_2 = \frac{U_1}{R_1} \quad (184)$$

Da $U_2 = \frac{1}{2} U_1$ und $I_2 = \frac{U_1}{2 Z_{T\Omega_\infty}^*}$ ist, wird, wenn wir mit b_p die Poldämpfung bezeichnen,

$$e^{2b_p} = \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} \approx 2 \frac{U_1}{R_1} \frac{2 Z_{T\Omega_\infty}^*}{U_1} = 4 \frac{Z_{T\Omega_\infty}^*}{R_1} \quad (185)$$

Mit der Spulengüte G_{L_∞} bei ω_∞ gleich $\frac{\omega_\infty L'}{R_1}$ wird mit (89) und (92)

$$\frac{1}{R_1} = \frac{G_{L_\infty}}{\omega_\infty L'} = \frac{G_{L_\infty}}{\omega_\infty L'} \frac{m}{1 - m^2} = \frac{G_{L_\infty}}{\omega_\infty L} \Omega_\infty \sqrt{\Omega_\infty^2 - 1} \quad (186)$$

Damit wird (185) unter Zuhilfenahme von (183) zu

$$e^{2b_p} \approx 4 \frac{G_{L_\infty}}{\omega_\infty L} Z_0 \Omega_\infty (\Omega_\infty^2 - 1) \quad (187)$$

Nach (18) ist $L = \frac{Z_0}{\omega_1}$, und ferner ist $\frac{\omega_\infty}{\omega_1} = \Omega_\infty$. Damit wird

$$e^{2b_p} \approx 4 G_{L_\infty} (\Omega_\infty^2 - 1) \quad (188)$$

oder

$$e^{b_p} \approx 2 \sqrt{G_{L_\infty} (\Omega_\infty^2 - 1)} \quad (189)$$

Für das zu Abb. 62 duale Zobelglied können wir uns die Ableitung ersparen, da duale Vierpole gleiche Dämpfung haben.

Für den Hochpaß Abb. 43 benutzen wir ebenfalls (184). Da in Abb. 43 die Induktivität im Querkreis $\frac{L}{m}$ ist, wird mit (92)

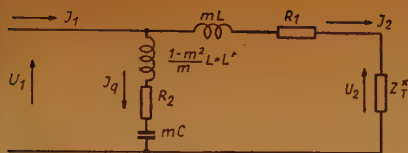


Abb. 62 Tiefpaßzobelhalbglied mit Verlusten

$$\frac{1}{R_s} = \frac{\mathcal{G}_{L\infty}}{\omega_{\infty} L} m = \frac{\mathcal{G}_{L\infty}}{\omega_{\infty} L} \sqrt{1 - \frac{1}{\Omega_{H\infty}^2}} \quad (190)$$

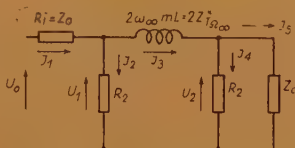
Nach (111) gilt für den Hochpaß bei ω_{∞} für den Wellenwiderstand die Beziehung

$$Z_{1\Omega\infty}^* = Z_0 \sqrt{\Omega_{H\infty}^2 - 1} \quad (191)$$

Damit wird nach (185)

Rechts: Abb. 64 Zusammenschaltung von zwei Tiefpaßzobelhalbgliedern mit Verlusten bei $\Omega = \Omega_{\infty}$

Rechts außen: Abb. 63 Vektordiagramm zu Abb. 61 bei $\Omega = \Omega_{\infty}$



$$e^{2bp} \approx 4 \frac{\mathcal{G}_{L\infty}}{\omega_{\infty} L} \sqrt{1 - \frac{1}{\Omega_{H\infty}^2}} Z_0 \sqrt{\Omega_{H\infty}^2 - 1} = 4 \mathcal{G}_{L\infty} \frac{Z_0}{\omega_{\infty} L} \frac{\Omega_{H\infty}^2 - 1}{\Omega_{H\infty}} \quad (192)$$

Da auch hier $\omega_1 L = Z_0$ ist, wird mit der für den Hochpaß gültigen Beziehung

$$\omega_{\infty} = \Omega_{H\infty}$$

$$e^{2bp} \approx 4 \mathcal{G}_{L\infty} (\Omega_{H\infty}^2 - 1) \quad (193)$$

oder

$$e^{bp} \approx 2 \sqrt{\mathcal{G}_{L\infty} (\Omega_{H\infty}^2 - 1)} \quad (194)$$

Wir haben also bei dem Zobelhochpaß die gleiche Beziehung für die Poldämpfung wie beim Tiefpaß, nur müßten wir Ω_{∞} durch $\Omega_{H\infty}$ ersetzen.

Es läßt sich auch für den Bandpaß die Beziehung

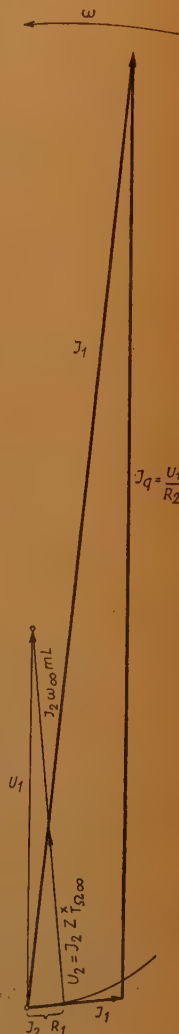
$$e^{bp} \approx 2 \sqrt{\mathcal{G}_{L\infty} (\Omega_{B\infty}^2 - 1)} \quad (195)$$

am Vektordiagramm ableiten. Wir wollen hier die Ableitung nicht durchführen, da sie keine neuen Gesichtspunkte liefert. Da der Bandpaß zwei Dämpfungspole hat, muß man die Poldämpfung beim oberen und unteren Pol gesondert behandeln, wenn die Güte bei diesen Frequenzen unterschiedlich ist.

Bei Filtern höherer Frequenzlage ist auch die Güte \mathcal{G}_0 der Kondensatoren zu berücksichtigen, indem man an Stelle von $\mathcal{G}_{L\infty}$ die Kreisgüte \mathcal{G}_{∞} einsetzt. Analog dem Klammernausdruck in (179) (man braucht diese nur durch ω_{∞} zu dividieren) ist

$$\frac{1}{\mathcal{G}_{\infty}} = \frac{1}{\mathcal{G}_{L\infty}} + \frac{1}{\mathcal{G}_{C\infty}} \quad (196)$$

wobei $\mathcal{G}_{L\infty} = \frac{\omega_{\infty} L}{R_v}$ die Güte der Spulen und $\mathcal{G}_{C\infty} = \frac{\omega_{\infty} C}{G}$ die Güte der Kondensatoren sind.



Da Zobelhalbglieder auf der Z_{Tm} - bzw. auf der $Z_{\pi m}$ -Seite im Durchlaßbereich einen weitgehend konstanten Wellenwiderstand haben, teilt man, wie bereits ausgeführt, bei Hintereinanderschaltung mehrerer Filterglieder eines davon in Halbglieder auf und schaltet je ein Halbglied an den Anfang und an das Ende der Kette derart, daß dem Generator und dem Verbraucher die Z_{Tm} - oder die $Z_{\pi m}$ -Seite zugekehrt ist. Dazu betrachten wir Abb. 64. Es ist die Zusammenschaltung von zwei Halbgliedern der Abb. 62 dargestellt, wobei die Z_T -Seiten zusammengeschaltet sind. Dadurch erhalten wir den Längswiderstand $2 \omega m L$. Da wir die Schaltung nur bei der Polfrequenz betrachten, wurden die Blindwiderstände in den Querkreisen fortgelassen und nur die Verlustwiderstände R_z eingetragen. Der innere Widerstand des Generators und der Verbraucherwiderstand beträgt Z_0 .

Der Verlustwiderstand im Längskreis ist vernachlässigt.

Bei brauchbarer Spulengüte ist $J_z \ll J_0$. Damit wird, da $R_z \ll Z_0$,

$$I_z \approx I_1 = \frac{U_0}{Z_0} \quad (197)$$

und

$$I_1 R_z = U_1 = U_0 \frac{R_z}{Z_0} \quad (198)$$

Ferner ist mit $R_z \ll Z_0$

$$I_4 \approx I_z \approx \frac{U_1}{2 Z_{T\Omega\infty}} \approx U_0 \frac{R_z}{2 Z_0 Z_{T\Omega\infty}} \quad (199)$$

und

$$U_z = I_4 R_z \approx U_0 \frac{R_z^2}{2 Z_0 Z_{T\Omega\infty}} \quad (200)$$

Da die Leistung am Filtereingang gleich $\frac{U_0^2}{Z_0}$ ist, errechnet sich nach (69) die Betriebsdämpfung B_p bei der Polfrequenz zu

$$e^{2B_p} = \frac{U_0^2}{4 Z_0} \frac{Z_0}{U_z^2} = \frac{1}{4} \frac{U_0^2}{U_z^2} \quad (201)$$

oder

$$e^{B_p} = \frac{1}{2} \frac{U_0}{U_z} \quad (202)$$

Mit (200) wird

$$e^{B_p} \approx \frac{1}{2} \frac{2 Z_0 Z_{T\Omega\infty}}{R_z^2} = \frac{Z_0 Z_{T\Omega\infty}}{R_z^2} \quad (203)$$

Mit (188) wird mit $Z_{T\Omega\infty} = Z_0 \sqrt{\Omega_\infty^2 - 1}$

$$e^{B_p} \approx \frac{1}{2} \sqrt{\Omega_\infty^2 - 1} \left(\frac{\Omega_\infty}{\omega_\infty L} \right)^2 \left(\Omega_\infty^2 - 1 \right) \quad (204)$$

Da $\Omega_\infty = \frac{\omega_\infty}{\omega_1}$ und $\omega_1 L = Z_0$ ist, wird

$$e^{B_p} \approx \left(\frac{\Omega_\infty^2}{\omega_\infty L} \right)^2 \left(\Omega_\infty^2 - 1 \right) \quad (205)$$

Würden wir dagegen die Halbglieder mit der $Z_{\pi m}$ -Seite zusammenschalten, so würden wir, da wir ein Vollglied haben, die dazugehörige Poldämpfung durch Quadrieren von (189) erhalten und müßten davon 0,7 N abziehen, um die Betriebsdämpfung zu erhalten, da wir, wie im Abschnitt 4 ausgeführt wurde, damit rechnen müssen, daß die Betriebsdämpfung um 0,7 N, d. h. um einen Zweierfaktor, kleiner ist als die Wellendämpfung. Damit ist die Betriebsdämpfung für die Polfrequenz eines Tiefpaßvollgliedes mit Z_{π} - bzw. Z_T -Wellenwiderstand am Eingang und Ausgang gegeben zu

$$e^{Bp} \approx 2 \mathcal{G}_{L\infty} (\Omega_{\infty}^2 - 1) \quad (206)$$

Sie ist um den Faktor $\frac{1}{2} \mathcal{G}_{L\infty} \sqrt{\Omega_{\infty}^2 - 1}$ kleiner als die der Schaltung Abb. 64.

11. Kreuzglieder

Bisher haben wir Filter behandelt, welche aus Längs- und Querwiderständen aufgebaut waren. Man kann aber auch die Widerstände in Brückenschaltung anordnen, wie in Abb. 65 dargestellt ist, und man spricht dann von Brücken- oder Kreuzgliedern.

Der Strom J_a fließt über die beiden Induktivitäten L und den Abschlußwiderstand Z , während der Strom J_b über die beiden Kondensatoren C und den Abschlußwiderstand Z fließt. J_a und J_b haben in Z umgekehrte Richtung. Der Eingangsstrom J_1 ist die Summe von J_a und J_b . Die Differenz von J_a und J_b ist J_2 . Soll die Differenz von zwei Vektoren dem Betrage nach gleich der Summe der beiden

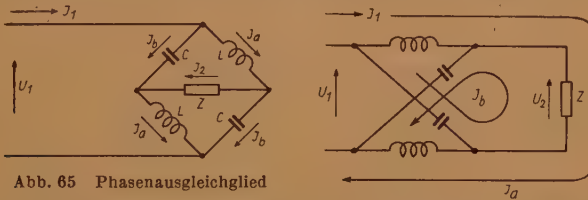


Abb. 65 Phasenausgleichglied

Vektoren sein, so ist dies nur dann möglich, wenn die Vektoren aufeinander senkrecht stehen. In Abb. 66 sehen wir die Summen- und Differenzbildung von J_a und J_b , wobei J_1 und J_2 gleich groß und um den Winkel 2α gegeneinander verschoben sind. Die Spannungsabfälle an den Spulen stehen senkrecht auf den Spannungsabfällen an den Kondensatoren. Die Strecke zwischen den Punkten b und c stellt die Ausgangsspannung U_2 dar. Die Größe und Richtung von J_2 werden auch durch die punktierte Diagonale $e-f$ des Rechteckes $a-e-g-f$ von J_b dargestellt. Dieses Rechteck unterscheidet sich nur durch die Größe vom Spannungsvektordiagramm. Im Diagramm wurde $J_a \omega L$ so groß gemacht, daß U_1 und J_1 in Phase sind, und damit wurde gleichzeitig erreicht, daß auch die Ausgangsspannung U_2 und der Ausgangsstrom J_2 in Phase sind. Wie wir aus dem Vektordiagramm ersehen, ist $\frac{U_1}{J_1} = \frac{U_2}{J_2} = Z$. Wir brauchen also

nur den Eingangswiderstand zu berechnen und haben damit gleichzeitig den Abschlußwiderstand. Aus Abb. 66 ergibt sich

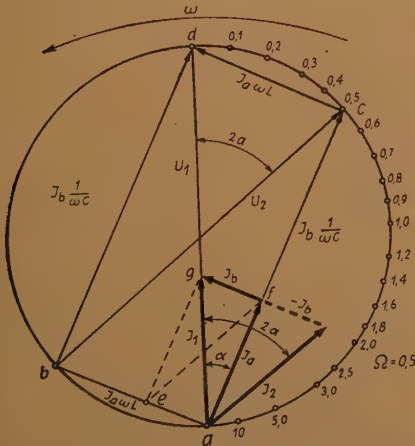


Abb. 66 Vektordiagramm zu Abb. 65

$$Z = \frac{U_1}{J_1} = \frac{\sqrt{\left(J_a \omega L\right)^2 + \left(\frac{J_b}{\omega C}\right)^2}}{\sqrt{J_a^2 + J_b^2}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \frac{\sqrt{(\omega L)^2 \frac{C}{L} + \left(\frac{J_a}{J_b}\right)^2 \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2 \frac{C}{L}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{J_b}{J_a}\right)^2}} \quad (207)$$

wenn wir Zähler und Nenner durch J_a dividieren und mit $\sqrt{\frac{L}{C}}$ erweitern. Aus Abb. 66 ergibt sich ferner

$$\frac{J_b}{J_a} = \frac{J_a \omega L}{J_b \frac{1}{\omega C}} = \frac{J_a}{J_b} \omega^2 L C \quad (208)$$

Mit $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ und mit $\frac{\omega}{\omega_1} = \Omega$ wird aus (208)

$$\left(\frac{J_b}{J_a}\right)^2 = \Omega^2 \quad (209)$$

Damit wird aus (207)

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \frac{\sqrt{\Omega^2 + \Omega^2 \frac{1}{\Omega^2}}}{\sqrt{1 + \Omega^2}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (210)$$

d. h. wir haben einen frequenzunabhängigen Wellenwiderstand. (210) stellt nichts anderes dar als das geometrische Mittel der Brückenwiderstände $R_a = \omega L$ und $R_b = \frac{1}{\omega C}$. Wir können daher für Kreuzglieder allgemein schreiben:

$$Z = \sqrt{R_a R_b} \quad (211)$$

Auch hier ist wie beim Tiefpaß der Abb. 3 und 4 bei der Grenzfrequenz ω_1 $L = Z_0$ und $\frac{1}{\omega C} = Z_0$

Da $J_1 = J_2$ und $U_1 = U_2$ ist, ist die Dämpfung dieses Gliedes gleich Null. Es gehen also alle Frequenzen ungeschwächt durch das Glied. Anders ist es mit der Phasenverschiebung. Eingangsspannung und Ausgangsspannung sowie Eingangsstrom und Ausgangsstrom sind um den Winkel 2α gegeneinander verschoben.

Nach Abb. 66 ist

$$\tan \alpha = \frac{J_b}{J_a} \quad (212)$$

Mit (209) wird

$$\tan \alpha = \Omega \quad (213)$$

Auch diese Gleichung können wir für Kreuzglieder allgemein hinschreiben. Da

$$\Omega^2 = \omega^2 LC = \frac{\omega L}{\frac{1}{\omega C}} = \frac{R_a}{R_b}$$

wird aus (213)

$$\tan \alpha = \sqrt{\frac{R_a}{R_b}} \quad (214)$$

Die Schaltung der Abb. 65 bringt also nur eine Phasenverschiebung. Bei $\Omega = 0$ sind Eingangs- und Ausgangsströme in Phase, und bei $\Omega = \infty$ sind sie um 180° gegeneinander verschoben.

In Abb. 67 ist der α -Verlauf in Abhängigkeit von Ω dargestellt. Vergleichen wir diesen Verlauf mit dem der Abb. 6 für ein Tiefpaßhalbglied, so sehen wir, daß beim ersteren der α -Verlauf viel flacher ist, wenn sich Ω dem Wert 1 nähert. Schaltet man ein Kreuzglied nach Abb. 65 in Serie mit einem T- oder π -Glied, so kann man bei richtiger Bemessung erreichen, daß der α -Verlauf über beide Glieder hinweg in einem größeren Frequenzbereich gradlinig verläuft als bei der T-Schaltung oder π -Schaltung allein, d. h. α wird in einem größeren Frequenzbereich konstant. Das Phasenmaß α wird allerdings durch die Zuschaltung vergrößert. Dieser Gesichtspunkt spielt bei der Berechnung von Einschwingvorgängen eine große Rolle [3]. Kreuzglieder nach Art der Abb. 65 bezeichnet man als Phasenausgleichglieder. Sie sind dadurch gekennzeichnet, daß die Widerstände der Brückenarme zueinander frequenzreziprok sind. Je nach den Anforderungen kann man auch die Widerstände der Brückenarme erweitern, indem man z. B. statt der Spulen Serienresonanzkreise und statt der Kondensatoren Parallelresonanzkreise verwendet.

Wie wir gesehen haben, sind bei Phasenausgleichgliedern die Widerstände paarweise gleich. Die beiden Paare aber sind von $\omega = 0$ bis $\omega = \infty$ zueinander reziprok, d. h., wenn das eine Paar induktiv ist, ist

das andere kapazitiv und umgekehrt. Um nun eine Filterwirkung zu erzielen, müssen wir diese Bedingung auf einen bestimmten Frequenzbereich, dem Übertragungsbereich, beschränken, denn in einem Sperrbereich gibt es nur 180 oder 0 Grad Phasenverschiebung, wie wir in den früheren Abschnitten gesehen haben. Um dies zu erreichen, schalten wir in Reihe mit den Kondensatoren je eine Drosselspule und erhalten damit Abb. 68. Das dazu gehörige Vektordiagramm für den Durchlaßbereich brauchen wir nicht zu zeichnen, da es ähnlich aussieht wie das Vektordiagramm der Abb. 66.

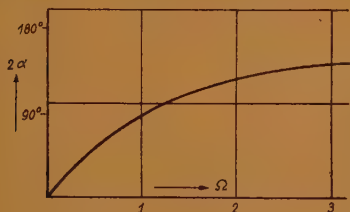


Abb. 67 Phasenverlauf von Abb. 65

Rechts: Abb. 69 Vektordiagramm zu Abb. 68 im

$$\text{Sperrbereich } \Omega = 1,1, \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = 1$$

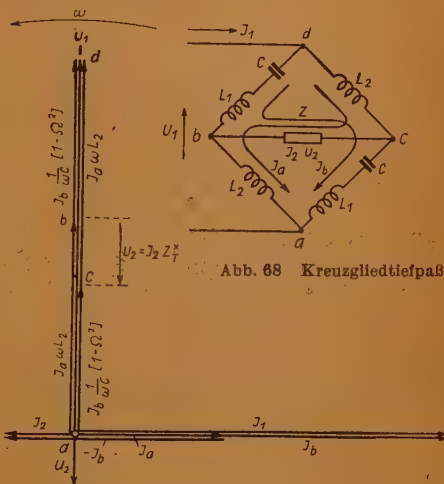


Abb. 68 Kreuzgliedtiefpaß

In der Abb. 68 ist

$$R_a = j \omega L_2 = j R_a \text{ und damit } R_a = \omega L_2 \quad (215)$$

und

$$\begin{aligned} R_b &= \frac{1}{j \omega C} + j \omega L_1 = \frac{1}{j \omega C} [1 - \omega^2 L_1 C] \\ &= \frac{1}{j \omega C} [1 - \Omega^2] = \frac{1}{j} R_b \end{aligned}$$

damit wird

$$R_b = \frac{1}{\omega C} [1 - \Omega^2] \quad (216)$$

$$\text{wobei } \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \text{ und } \Omega = \frac{\omega}{\omega_1} \text{ ist.}$$

Damit wird mit (211) zu

$$Z = \sqrt{\frac{L_2}{C}} \sqrt{1 - \Omega^2} = Z_0 \sqrt{1 - \Omega^2} = Z_T \quad (217)$$

Der Wellenwiderstand hat also den gleichen Verlauf wie bei der Tiefpaß-T-Schaltung. Mit den Gleichungen (214), (215) und (216) wird

$$t_3^2 a = \omega^2 L_2 C \frac{1}{1 - \Omega^2} = \omega^2 L_1 C \frac{L_2}{L_1} \frac{1}{1 - \Omega^2}$$

oder

$$\text{tg } \alpha = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{\Omega}{\sqrt{1 - \Omega^2}} \quad (218)$$

Bereits bei $\Omega = 1$, d. h. bei der Resonanzfrequenz von L_1 und C wird $\operatorname{tg} \alpha = \infty$, d. h. $\alpha = 90^\circ$ und damit die Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung 180° , während beim Phasenausgleichsglied erst bei $\Omega = \infty$ 180° erreicht werden.

Es ist

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha} = \frac{\sin \alpha}{\sqrt{1 - \sin^2 \alpha}}$$

Beim Abzweigfilter ist $\sin \alpha = \Omega$ und damit

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\Omega}{\sqrt{1 - \Omega^2}}$$

Wir erhalten also beim Kreuzglied den gleichen α -Verlauf wie beim Abzweigfilter, wenn wir $\frac{L_2}{L_1} = 1$ machen. Wie wir später bei den Betrachtungen der Dämpfung sehen werden, ist $\frac{L_2}{L_1} \leq 1$. Wir können daher wie beim Zobelglied den α -Verlauf im wichtigsten Teil des Durchlaßbereiches flacher machen. Nun betrachten wir das Vektordiagramm im Sperrbereich Abb. 69. Bei $\Omega > 1$ sind alle Widerstände induktiv, und der Wellenwiderstand wird, wie bereits früher behandelt, bei $\omega > \omega_1$ induktiv; wir schreiben dafür wieder Z_T^* . Den Strom J_1 erhalten wir durch Addition von J_a und J_b . Um J_s zu erhalten, bilden wir die Differenz beider Ströme. Sämtliche Spannungen eilen den Strömen um 90° voraus.

Nach dem Vektordiagramm ist U_1 gleich der Summe Spannungen $a - b$, U_s und $c - d$. Wir erhalten

$$U_1 = 2 J_a \omega L_1 - J_s Z_T^* \quad (219)$$

Da

$$J_1 = J_a + J_b \quad (220)$$

Bei $\omega > \omega_1$, zumal wenn ω nur wenig größer als ω_1 ist, ist der Widerstand $R_b = \frac{1}{\omega C} - \omega L_1$ wesentlich kleiner als der Widerstand der Spule L_1 (vgl. Abb. 70). Daher ist der Strom J_b größer als J_a . Wir müssen deshalb, um den Betrag von J_s zu erhalten, schreiben:

$$J_s = J_b - J_a \quad (221)$$

Durch Addition von (220) und (221) erhalten wir

$$J_a = \frac{J_1 - J_s}{2} \quad (222)$$

In (219) eingesetzt ergibt

$$U_1 = (J_1 - J_s) \omega L_1 - J_s Z_T^* \quad (223)$$

Da es sich beim Kreuzglied um ein widerstandssymmetrisches Filter handelt, ist der Eingangswiderstand gleich dem Abschlußwellenwiderstand Z_T^* . Damit ist

$$U_1 = J_1 Z_T^*$$

und es wird

$$U_1 = J_1 \omega L_1 - J_s (\omega L_1 + Z_T^*) = J_1 Z_T^*$$

oder

$$J_1 (\omega L_1 - Z_T^*) = J_s (\omega L_1 + Z_T^*) \quad (224)$$

Aus der Widerstandssymmetrie ergibt sich $\frac{U_1}{J_1} = \frac{U_s}{J_s}$ und wir können $\frac{J_1}{J_s} = \frac{U_1}{U_s} = e^b$ setzen. Es wird

$$e^b = \frac{J_1}{J_s} = \frac{\omega L_1 + Z_T^*}{\omega L_1 - Z_T^*} \quad (225)$$

Nach (217) ist für $\Omega > 1$

$$Z_T^* = \sqrt{\frac{L_2}{C}} \sqrt{\Omega^2 - 1} \quad (226)$$

und

$$\frac{\omega L_2}{\sqrt{\frac{L_2}{C}}} = \omega \sqrt{L_2 C} = \omega \sqrt{L_1 C} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \Omega \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (227)$$

In (225) eingesetzt ergibt

$$e^b = \frac{\Omega \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} + \sqrt{\Omega^2 - 1}}{\Omega \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} - \sqrt{\Omega^2 - 1}} \quad (228)$$

Setzen wir $\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = 1$ und multiplizieren wir Zähler und Nenner mit $\Omega + \sqrt{\Omega^2 - 1}$, so wird

$$e^b = \left[\Omega + \sqrt{\Omega^2 - 1} \right]^2 \quad (229)$$

Diese Gleichung stimmt mit (66) überein, d. h. das Kreuzglied hat bei $\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = 1$ die gleiche Dämpfung wie das Tiefpaßvollglied. Machen wir $\frac{L_2}{L_1} < 1$, so kann der Nenner in (228) gleich Null werden. Wir be-

zeichnen diese Frequenz mit Ω_∞ . Der Nenner von (228) wird gleich Null, wenn

$$\Omega_\infty \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \sqrt{\Omega_\infty^2 - 1} \quad (230)$$

Daraus wird, wenn wir $\sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = m$ setzen,

$$m = \frac{\sqrt{\Omega_\infty^2 - 1}}{\Omega_\infty} \quad (231)$$

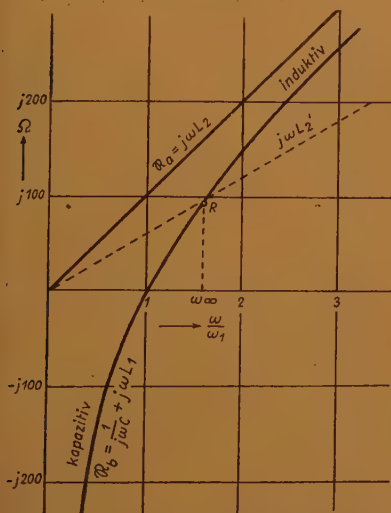


Abb. 70 Verlauf der Widerstände der Brückenarme der Abb. 68

$$\begin{aligned} \text{-----} \quad & \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = 1 \\ \text{-----} \quad & \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = 0,6 \end{aligned}$$

Diese Beziehung stimmt mit (92) überein. Wir können also beim Kreuzglied ebenso wie beim Zobelglied einen Dämpfungspol erzeugen. In Abb. 70 sind die Widerstände der Brückenarme in Abhängigkeit von

$\frac{\omega}{\omega_1}$ aufgetragen. Wir sehen, daß im Durchlaßbereich

$\left(\frac{\omega}{\omega_1} < 1 \right)$ der eine Widerstand induktiv und der

andere kapazitiv ist. Ist $\omega > \omega_1$, so sind beide Widerstände induktiv und nähern sich einander mit zunehmender Frequenz. Verringern wir L_2 auf L_2' , so sind bei A beide Brückenwiderstände gleich groß, die Brücke ist abgestimmt und wir haben hier einen Dämpfungspol. Die Werte der Schaltelemente lassen sich auf folgende Weise berechnen:

Nach (217) ist $Z_0 = \sqrt{\frac{L_2}{C}}$, ferner ist $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C}}$. Daraus ergibt sich

$$\omega_1 Z_0 = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \frac{1}{C} \quad (232)$$

Mit (231) wird

$$C = \frac{m}{\omega_1 Z_0} \quad (233)$$

Da L_1 mit C bei ω_1 in Resonanz ist, wird

$$L_1 = \frac{1}{\omega_1^2 C} = \frac{Z_0}{\omega_1 m} \quad (234)$$

Nach (231) wird

$$L_2 = m^2 L_1 = \frac{m Z_0}{\omega_1} \quad (235)$$

Man kann die Brückenarme aus einer erweiterten Kombination von Spulen und Kondensatoren aufbauen und damit höhere Sperrdämpfung erzielen. Die Abb. 71 stellt eine Erweiterung der Schaltung Abb. 68 dar, bei der der Spule ein Sperrkreis L_2, C_3 in Reihe geschaltet ist. In Abb. 72 ist der Verlauf der Brückenwiderstände dargestellt. Bei ω_0 ist sowohl der Sperrkreis (L_2, C_3) sowie der Serienkreis (L_1, C_1) in Resonanz, so daß im gesamten Durchlaßbereich der eine Widerstand induktiv ist, wenn der andere kapazitiv ist und umgekehrt. Im Sperrbereich gleichen sich die Widerstände bedeutend besser an als in Abb. 70, so daß mit dieser Schaltung eine höhere Sperrdämpfung erreicht wird. Hand in Hand mit der Erweiterung der Brückenschaltung geht eine Vergrößerung des Phasenmaßes. α steigt im Durchlaßgebiet von 0 bis $n \cdot 90^\circ$ an, wobei n eine ganze Zahl ist. n nennt man die Wertigkeit des Kreuzgliedes. Eingehende Berechnungen von Brückenfiltern haben W. Cauer und Jaumann gezeigt. Theoretisch kann man den Ausbau der Brückenschaltung beliebig weit treiben und damit beliebig hohe Dämpfung erreichen. Es empfiehlt sich aber, nicht höhere Sperrdämpfung als 4 N zu fordern, da sich die Spulen aus wirtschaftlichen Gründen nicht beliebig genau herstellen lassen und außerdem die Temperatureinflüsse Änderungen der Induktivität hervorrufen.

Auch bei Kreuzgliedern gibt es duale Schaltungen. In Abb. 73 ist der zu Abb. 68 duale Tiefpaß dargestellt. Die Umrechnung zur dualen Schaltung geschieht mit (40) und (41). Der Abschlußwiderstand und damit der beiderseitige Wellenwiderstand wird bei der Umformung (42) und (43) zu Z_{π} , dem Wellenwiderstand des Abzweig- π -Gliedes.

Die Kreuzglieder haben dadurch an Bedeutung gewonnen, daß man sie in Sparschaltungen ausführen kann. Abb. 74 zeigt die sog. Differentialschaltung von Abb. 68. Von den drei Wicklungen des Übertragers \bar{U} mit gleichen Windungszahlen werden zwei hintereinandergeschaltet und die

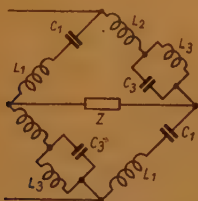
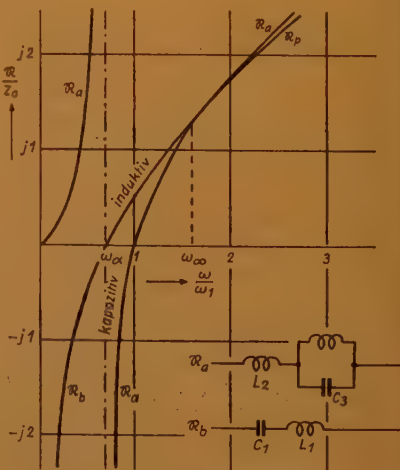


Abb. 71 Kreuzgliedertiefpaß höherer Dämpfungs-klasse

Abb. 72 (rechts) Verlauf der Widerstände der Brückenarme der Abb. 71



Mitte angezapft, so daß nur zwei Brückenwiderstände gebraucht werden. Man kann auch andere Übersetzungsverhältnisse wählen und muß dann die Widerstände mit dem Quadrat der Übersetzungsverhältnisse umrechnen. Das Vektordiagramm im Durchlaßbereich zeigt Abb. 75. Es sieht genau so aus wie die rechte Hälfte von Abb. 66. Da auf der Sekundärseite des Übertragers die Spannung $2 U_1$ vorhanden ist, müssen alle Widerstände der Schaltelemente verdoppelt werden, um die gleichen Ströme wie in Abb. 66 zu erhalten. Die Spannung U_2 ist ebenso groß als U_1 und dreht sich mit zunehmender Frequenz um den Kreismittelpunkt. Auch α bleibt erhalten. Das Vektordiagramm im Sperrbereich ist in Abb. 76 dargestellt. An den Strömen hat sich gegenüber Abb. 69 nichts geändert, da wir die Widerstände verdoppelt haben. Die Spannungsabfälle sind doppelt so groß, und U_2 bleibt dadurch erhalten. Es erübrigt sich daher, weitere Berechnungen anzustellen.

12. Anmerkungen für die Berechnung und den Bau von Filtern

Wir haben bereits gesehen, daß da, wo beim Tiefpaß eine Spule liegt, beim Hochpaß ein Kondensator und beim Bandpaß ein Serienresonanzkreis liegt. Wo der Tiefpaß einen Kondensator hat, hat der Hochpaß eine Spule und der Bandpaß einen Parallelresonanzkreis. Auf Grund dieser Kenntnis brauchen wir für den Kreuzgliedhochpaß und -bandpaß keine weiteren Ableitungen machen. Die Umformung vom

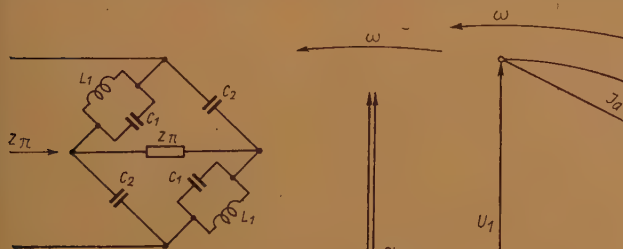


Abb. 73 Zu Abb. 68 dualer Kreuzgliedtiefpaß

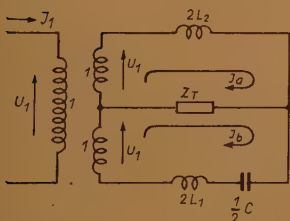
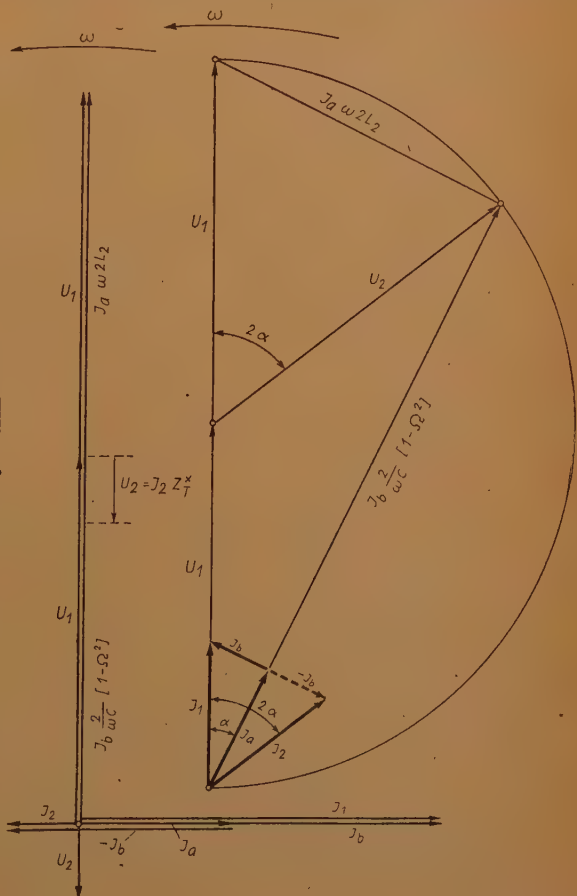


Abb. 74 Kreuzgliedtiefpaß der Abb. 68 in Differentialschaltung

Rechts außen: Abb. 75 Vektordiagramm zu Abb. 74 im Durchlaßbereich

Rechts: Abb. 76 Vektordiagramm zu Abb. 74 im Sperrbereich

$$\Omega = 1,1, \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = 1$$



Tiefpaß auf Hochpaß, Bandpaß und Bandsperre können wir bei allen Filterschaltungen sehr einfach haben, wenn wir normierte Induktivitäten \bar{l} und normierte Kapazitäten \bar{c} einführen, wobei

$$\bar{l} = \frac{\omega_1 L}{Z_0} \quad \text{und} \quad \bar{c} = \omega_1 C Z_0 \quad (236)$$

sind. Beim Grundglied sind \bar{l} und \bar{c} gleich 1. Bei Zobelgliedern sind \bar{l} und \bar{c} durch m , $\frac{m}{1-m^2}$ bzw. deren reziproken Werte bestimmt (vgl. z. B. Abb. 28, 37, 44 und 52). Tabelle I zeigt die Zusammenhänge

Tabelle I

Tiefpaß	Hochpaß	Bandpaß	Bandsperre
$L = \frac{Z_0}{\omega_1} \bar{l}$	$C = \frac{1}{\omega_1 Z_0 \bar{l}}$	$L = \frac{Z_0 \bar{l}}{\omega_1 - \omega_{-1}}$ $C = \frac{1}{\omega_0^2 L}$	$C = \frac{1}{(\omega_1 - \omega_{-1}) Z_0 \bar{l}}$ $L = \frac{1}{\omega_0^2 C}$
$C = \frac{\bar{c}}{\omega_1 Z_0}$	$L = \frac{Z_0}{\omega_1 \bar{c}}$	$C = \frac{\bar{c}}{(\omega_1 - \omega_{-1}) Z_0}$ $L = \frac{1}{\omega_0^2 \bar{c}}$	$L = \frac{Z_0}{(\omega_1 - \omega_{-1}) \bar{c}}$ $C = \frac{1}{\omega_0^2 L}$

zwischen den Bauelementen des Tiefpasses und den übrigen Filterarten. Diese Gegenüberstellung bietet außerdem den großen Vorteil, daß es genügt, Berechnungsunterlagen nur für den Tiefpaß auszuarbeiten. Man rechnet die gestellten Dämpfungsanforderungen auf die normierten Frequenzen Ω_H , Ω_B oder Ω_S um, je nachdem, was für ein Filter berechnet werden soll, und geht mit den normierten Frequenzen in die Berechnungsunterlagen für den Tiefpaß. Nach Feststellung der Anzahl der Filterglieder und deren Dämpfungspole lassen sich die normierten Schaltelemente des Tiefpasses und damit die des gewünschten Filters berechnen. Bei der Berechnung von Filtern ist der Rechengang unabhängig davon, für welches Frequenzgebiet die Filter gebraucht werden und mit welcher Energie sie beaufschlagt werden. Bei ganz tiefen Frequenzen macht meist die Größe der Spulen und Kondensatoren Unterbringungsschwierigkeiten. Der Toffrequenzbereich läßt sich am leichtesten beherrschen. Darüber hinaus empfiehlt es sich, Schaltungen anzustreben, die mit Parallelresonanzkreisen arbeiten, um die Eigenkapazität der Spulen in den berechneten Kondensatoren einbeziehen zu können. Man bleibt daher in dem Frequenzbereich von einigen 100 kHz mit dem Wellenwiderstand zweckmäßig unter 200 Ohm. Bei noch höheren Frequenzen setzt die Realisierbarkeit von konzentrierten Induktivitäten und Kapazitäten dem Filterbau eine Grenze. Auch die zu übertragende Leistung ist beim Filterbau zu beachten. Sobald man Eisenkerne benutzen muß, um zu brauchbaren Spulengüten zu kommen, darf man bei dem üblichen Kernmaterial nicht über wenige mW hinausgehen, sonst bringt das Filter einen Klirrfaktor durch die Nichtlinearität des Eisens.

13. Schlußbemerkung

Nachdem die Wirkungsweise der Filter an Hand von Vektordiagrammen veranschaulicht und die Bemessung der Schaltelemente abgeleitet wurde, können für einfache Bedingungen Filter berechnet werden. Handelt es sich aber um den Bau von Filtern mit hohen Dämpfungsanforderungen, so reichen diese Unterlagen nicht aus. Es müssen in diesem Falle mehrere Glieder mit verschiedener Lage der Dämpfungspole hintereinandergeschaltet werden [1] [5] [9] [10]. Wer sich noch weiter in die Theorie vertiefen will, dem sei das Buch von Feldtkeller [2] empfohlen, welches sich durch einfache und klare Darstellung auszeichnet.

Schrifttum

Bücher

- [1] W. Cauer, Theorie der linearen Wechselstromschaltungen. Becker & Erler, Leipzig.
- [2] R. Feldtkeller, Einführung in die Siebschaltungstheorie. Verlag Hirzel, Leipzig.
- [3] K. Küpfmüller, Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung. Verlag Hirzel, Leipzig.
- [4] W. Cauer, Siebschaltungen. VDE-Verlag.

Zeitschriften

- [5] Chr. Wisspeintner, Einführung in die Betriebsparametertheorie der Filterberechnung. Frequenz 2 (1948), S. 5...8.
- [6] K. W. Wagner, Spulen- und Kondensatorleitungen. Archiv für Elektrotechnik 8 (1919), S. 61.
- [7] O. Zobel, Theory and Design of Uniform and Composite Electric Wave Filters. Bell System Technical Journal 3 (1924), S. 567.
- [8] H. F. Mayer, Über die Dämpfung von Siebketten im Durchlaßbereich. ENT 2 (1925), S. 335.
- [9] K. A. Haase, Anleitung zur Konstruktion von Filtern nach der Theorie der Wellenparameter. TFT 33 (1944), S. 6.
- [10] E. Rumpelt, Schablonenverfahren für den Entwurf elektrischer Wellenfilter auf der Grundlage der Wellenparameter. TFT 31 (1942), S. 6.
- [11] A. Jaumann, Über die Eigenschaften und die Berechnung der mehrfachen Brückenfilter. ENT 9 (1932), S. 243...281.

PATENT-ANMELDUNGEN und -ERTEILUNGEN

Die Zahlen und Buchstaben bedeuten in der

ersten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): Klasse, Gruppe, Dezimalgruppennummer, Aktenzeichen;
(bei Patent-Erteilungen): Klasse, Gruppe, Dezimalgruppennummer, Patentrollennummer, Aktenzeichen;

zweiten Zeile (bei Patentanmeldungen): links — Anmeldetag, rechts — Bekanntmachungstag;
(bei Patent-Erteilungen): Datum des Beginns des Patents;

letzten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): Zahl in () = Anzahl der Text- und Zeichnungsseiten.

Die bei den Patent-Anmeldungen angeführten Namen sind die der Anmelder, nicht der Erfinder, sofern nicht beide identisch sind; bei den Patent-Erteilungen sind die Patentinhaber genannt.

1. Patent-Anmeldungen

21a ³ , 3. S 21 671	42s. —. S 5721	21a ³ , 18/01. T 2440
26. 1. 51 31. 1. 52	17. 9. 40 31. 1. 52	12. 5. 42 7. 2. 52
Siemens & Halske AG; „Elektroakust. Schallumsatzgerät m. nierenförm. Richtcharakteristik, vorzugsw. Kondensatormikrophon“ (6)	Siemens-Schuckertwerke AG; „Magnetostriktionsschwinger“ (3)	Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Schaltg. z. Verstärkg. v. veränderl. Spanng. od. v. modul. Impulsen“ (15)
21a ² , 18/01. T 2583	42s. —. S 5953	21a ⁴ , 6/02. T 2487
19. 4. 45 31. 1. 52	19. 10. 39 31. 1. 52	18. 12. 42 7. 2. 52
Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Schaltg. z. Gleichhaltg. d. Gittervorspannung. gitterstromführend. Elektronenröhren“ (5)	Siemens-Schuckertwerke AG; „Einrichtg. z. Erzeugg. v. Schallschwingg., insb. Ultraschallschwingg.“ (6)	Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Schaltg. z. Frequenzvervielfachg.“ (5)
21a ³ , 18/05. P 2900	21a ¹ , 36. p 28 987 D	21a ⁴ , 8/01. T 2202
31. 7. 50 31. 1. 52	31. 12. 48 7. 2. 52	22. 12. 36 7. 2. 52
B. u. K. Philberth, München; „Rückgekoppelt. dynam. Lautsprecher“ (10)	(Schweiz: 18. 12. 45)	Telefunken Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Gegentakt-schaltg. z. Schwingungserzeugg. mittels einer m. Sekundärelektronen arbeitend. Röhre“ (5)
21e, 29/02. M 1667	„Pateloid“ Patentverwertungs- & Elektro-Holding AG; „Verf. z. Erzeugg. zeitmodul. Impulsreihen“ (12)	21a ⁴ , 8/02. C 3138
27. 1. 50 31. 1. 52	21a ¹ , 36. H 5554	2. 10. 50 7. 2. 52
Dr.-Ing. A. W. Meinholt, Stuttgart; „HF-Scheinwerstandsmeßbrücke“ (5)	23. 9. 50 7. 2. 52	(Frankr.: 3. 10. 46)
42g, 10/01. p 28 541 D	(USA: 19. 12. 46)	Comp. Générale de Télégraphie sans Fil; „Vorrichtg. z. Frequenzstabilisierg. v. Kurz- u. Ultrakurzwellen“ (17)
30. 12. 48 31. 1. 52	Hazeltine Corp.; „Schaltg. z. Erzeugg. einer Folge v. Impulsen“ (11)	21a ⁴ , 15. C 928
Licentia Patent-Verwaltungs-GmbH; „Anordng. z. magnet. Tonaufzeichng.“ (6)	21a ³ , 5/01. S 12 345	30. 9. 50 7. 2. 52
42g, 10/01. L 3459	30. 7. 43 7. 2. 52	(Frankr.: 4. 9. 48)
29. 8. 50 31. 1. 52	Siemens & Halske AG; „Verf. z. Einhaltg. einer genauen Luftspaltbemessg. zw. zwei Körpern, z. B. zw. zwei Elektroden eines Kohlemikrofons bzw. zw. den Magnetpolen u. d. Membran eines Telefons“ (7)	Comp. Générale de Télégraphie sans Fil; „Verf. z. Phasen- od. Frequenzmodulat. einer ultrakurzen Trägerwelle“ (10)
Loewe Opta AG; „Verf. z. Erwelteerg. d. niederfrequent. linearen Steuerbereichs b. magnet. Aufzeichnungsgeräten“ (6)	21a ³ , 11. S 11 680	21a ⁴ , 29/01. N 4230
	2. 6. 43 7. 2. 52	27. 7. 51 7. 2. 52
	Siemens & Halske AG; „Membran aus thermoplast. Kunststoffen“ (6)	NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Frequenzmodulations-empfangsschaltg.“ (5)

- 21a⁴, 29/01. T 1307
14. 6. 50 7. 2. 52
Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-
graphie mbH; „Modulations-
umformer z. Umwandlg. fre-
quenzmodul. in amplituden-
modul. Schwingg.“ (10)
- 21a⁴, 29/02. P 4845
23. 12. 50 7. 2. 52
J. Prinz, Meßkirch (Bad.);
„Rückkopplungsschaltg. z. Er-
langg. einer gleichbleibend bzw.
einer m. d. Abstimmkapazität
zunehmend. Kreisimpedanz el-
nes Schwingkreises“ (5)
- 21a³, 16/01. B 8094
29. 1. 40 14. 2. 52
Blaupunkt-Werke GmbH; „Schal-
tungsanordng. f. abwechselnd.
Betrieb mit Luftschall- und
Körperschall-Mikrofonen“ (5)
- 21a³, 17/03. p 10 515 D
1. 10. 48 14. 2. 52
Atlas-Werke AG; „Mikrofon m.
veränderl. Widerstand, insb. f.
Schwerhörigengeräte“ (8)
- 21a³, 36/21. T 2545
10. 6. 42 14. 2. 52
Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-
graphie mbH; „Schaltungsan-
ordng. z. Umwandlg. phasen-
modul. Impulse in dauermodul.
Impulse“ (24)
- 21g, 13/03. I 3955
29. 3. 51 14. 2. 52
(USA: 31. 3. 50)
International General Electric
Comp., Inc.; „Thermion. Elek-
tronenspender“ (11)
- 21g, 13/17. L 5531
7. 11. 44 14. 2. 52
C. Lorenz AG; „Geschwindig-
keitsgesteuerte Laufzeitröhre“
(4)
- 42g, 8/08. K 5001
5. 12. 38 14. 2. 52
Klangfilm GmbH; „Verf. u. Ein-
richtg. z. Herstellg. u. Wie-
dergabe stereophon. Tonauf-
zeichng.“ (5)
- 42s, —. S 5705
17. 10. 44 14. 2. 52
Siemens-Schuckertwerke AG;
„Einrichtg. z. Erzeugg. v.
Schall- bzw. Ultraschall-
schwingg. mittels eines Magnet-
ostriktionsschwingers“ (8)
- 21a⁴, 36. p 28 944 D
31. 12. 48 21. 2. 52
(Schweiz: 17. 10. 47)
„Patelholz“ Patentverwertungs-
& Elektro-Holding AG; „Ein-
richtg. z. Impulsphasenmodu-
lat.“ (13)
- 21a³, 19/01. K 7604
7. 10. 50 21. 2. 52
Ch. Kühleke, Stade; „Ohrklem-
mer-Mikrotelefon“ (5)
- 21a³, 34/10. H 2997
18. 9. 44 21. 2. 52
Dr. M. Hebel, Hechendorf; „Fre-
quenzweiche bzw. Impulswei-
che z. Richtungsausscheidg.“
(14)
- 21a⁴, 8/02. F 4436
5. 6. 42 21. 2. 52
Fernseh GmbH; „Verf. z. Stabi-
lisierg. v. frequenzmodul.
Schwingungserzeugern“ (5)
- 21a⁴, 9/02. R 3615
15. 9. 50 21. 2. 52
(USA: 26. 11. 41)
Raytheon Manufacturing Comp;
„Magnetfeldröhre m. Stabka-
thode u. ein- od. mehrteil.
gegebenenfalls unterteilt. Ano-
de“ (12)
- 21a⁴, 46/03. S 22 384
14. 3. 51 21. 2. 52
Siemens & Halske AG; „Rund-
strahlantenne m. aus mind.
zwei Faltdipolen bestehend.
Strahlern“ (4)
- 21a⁴, 46/03. S 22 418
16. 3. 51 21. 2. 52
Siemens & Halske AG; „Mit
Reflektoren ausgerüstete Strah-
ler, welche zu Antennen, insb.
Richtantennenwänden, zusam-
mengesetzt sind“ (4)
- 21a⁴, 46/06. L 1411
14. 3. 50 21. 2. 52
(Niederl.: 9. 11. 49)
C. Lorenz AG; „Speisg. v. Ver-
brauchern, insb. Antennen, m.
vorzugsw. sehr hochfrequent.,
in der Phase um 90° unter-
schiedl. Strömen“ (7)
- 21c, 65/02. C 2750
28. 9. 50 21. 2. 52
(Frankr.: 9. 4. 47)
Comp. pour la Fabrication des
Compteurs et Matériel d'Usines
à Gaz; „Anordng. z. Aussendg.
v. tonfrequent. Strömen üb.
ein elektr. Energieverteilungs-
netz“ (13)
- 21g, 13/16. C 2951
30. 9. 50 21. 2. 52
(Frankr.: 28. 9. 46)
Comp. Générale de Télégraphie
sans Fil; „Magnetronröhre m.
einer Kathode u. einer recht-
eck. Anode“ (9)
- 21g, 13/16. C 2956
30. 9. 50 21. 2. 52
(Frankr.: 18. 4. 47)
Comp. Générale de Télégraphie
sans Fil; „Magnetronröhre,
deren Anode nach d. Kathode
gerichtete, durch Schlitze ge-
trennte Zähne aufweist“ (15)
- 21g, 13/17. C 2932
30. 9. 50 21. 2. 52
(Frankr.: 18. 10. 48)
Comp. Générale de Télégraphie
sans Fil; „Emissionsquelle z.
Erzeugg. eines Elektronen-
strahles hoher Stromdichte, d.
in einer Vorzugsrichtg. verlau-
fen soll, insb. f. Wanderfeld-
röhren“ (12)
- 21g, 18/01. p 12 613 D
1. 10. 48 21. 2. 52
Haas & Co. GmbH; „Schaltg. f.
Elektronenzählrohre“ (8)
- 21g, 36. A 13 690
16. 7. 51 21. 2. 52
(Schweiz: 11. 8. 50)
AG Brown, Boveri & Cie;

„Schaltg. z. Steuerg. d. Einführg. v. geladenen Teilchen in d. Gleichgewichtsbahn eines Kreisbeschleunigers“ (8)

21g, 13/16. C 3040

2. 10. 50 21. 2. 52

(Frankr.: 16. 5. 49)

Comp. Générale de Télégraphie sans Fil; „Magnetronkonstrukt., b. d. d. Anodenblock eine Vielzahl von Resonanzräumen enthält“ (12)

21g, 13/16. R 4400

3. 10. 50 21. 2. 52

(USA: 30. 9. 41)

Raytheon Manufacturing Comp.; „Elektronenquelle m. kleinen Ausmaßen z. Lieferg. eines hohen Spitzenstromes in Verbindg. m. einer Kurzwellenröhre“ (19)

2. Patent-Erteilungen

21a*, 18/02. 833 059. E 1693

6. 7. 50

S. Cuenl geb. Reitze, Worblingen (Hegau); „Fotozellenverstärker“

21a*, 8/02. 832 915. K 9325

15. 3. 51

Körting Radio Werke O. Ritter GmbH; „Frequenzkonstante Schwingschaltg.“

21a*, 14/01. 833 062. C 2739

29. 9. 50

(Frankr.: 20. 3. 47)

Comp. pour la Fabrication des Compteurs et Matériel d'Usines à Gaz; „Frequenzmodulator“

21a*, 16/01. 833 063. B 2930

6. 4. 50

(Großbrit.: 6. 4. 49)

British Telecommunications Research Ltd.; „Telegraphiesender f. Frequenz- od. Phasentastg.“

21a*, 29/50. 832 917. S 275

25. 10. 49

Siemens & Halske AG; „Anordng.

z Verstärkg. höchster Frequenzen“

21a*, 48/61. 832 918. C 3341

28. 10. 50

Comp. pour la Fabrication des Compteurs et Matériel d'Usines à Gaz; „Impuls-Radaranordng. z. Auffindg. v. Hindernissen“

21a*, 69. 832 921. P 1562

11. 5. 50

(USA: 11. 5. 49)

Pye Ltd; „Abstimm. Schwingungskreis f. sehr hohe Frequenzen“

21e, 11/20. 833 072. P 2782

1. 1. 49

(Schweiz: 16. 4. 45)

„Einrichtg. f. d. Frequenzanalyse v. Schwingungsvorgängen“

21g, 13/03. 833 089. N 3034

22. 10. 50

(Niederl.: 26. 10. 49)

NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Kathode, in deren Innerem ein Vorrat an Erdalkalimetallverbindg. angebracht ist“

21g, 13/17. 832 781. N 1732

30. 8. 50

(Großbrit.: 1. 9. 49)

NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Elektr. Entladungsröhre d. Wanderwellenart“

21g, 13/22. 833 092. L 578

10. 12. 49

C. Lorenz AG; „Elektrostat. System z. Erzeugg. v. Elektronenstrahlen hoher Stromdichte“

21g, 13/22. 833 234. N 3042

25. 10. 50

(Niederl.: 28. 10. 49)

NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Elektr. Entladungsröhre m. bandförm. Elektronenbündel“

42d, 3/25. 833 256. T 3261

12. 12. 50

Dr.-Ing. J. F. Tönnies, Freiburg (Breisg.); „Einrichtg. z. Photo-

graph. d. Schirmbilder mehrerer Kathodenstrahl-Oszillographen“

21a*, 39/10. 833 368. L 2133

23. 5. 50

Licentia Patent-Verwaltungs-GmbH; „Trägerfrequenzsystem“

21g, 13/23. 833 528. S 2130

10. 3. 50

Siemens & Halske; „Elektrostat. Ablenkssystem f. Elektronenstrahlröhren“

21g, 18/01. 833 529. S 225

23. 10. 49

Licentia Patent-Verwaltungs-GmbH; „Registriervorrichtg. b. Geiger-Zählrohren“

42c, 42. 833 710. p 22 856 D

27. 11. 48

Ultrakust-Gerätebau; „Dosismesser f. Ultraschallgeräte“

21a*, 18/07. 833 511. G 5075

23. 1. 51

M. Grundig; „Schaltg. z. Lautstärkeregelg. v. Reflexempfängern“

21a*, 46/02. 830 675. C 3489

1. 12. 50

(Frankr.: 3. 12. 49 u. 13. 7. 50)
Comp. Générale de Télégraphie sans Fil, SA; „Elektromagnet. Optik f. Hertzsche Wellen“

42g, 5/02. 834 145. St 2654

21. 10. 50

Dr. Steeg & Reuter GmbH; „Piezoelektr. Tonwandler“

42g, 8/07. 834 018. p 43 643 D

24. 6. 49

Klangfilm GmbH; „Einrichtg. z. Kontrolle v. stereophon. Anlagen“

21a*, 29/01. 834 865. p 20 756 D

5. 11. 48

(Niederl.: 25. 1. 47)

NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Schaltg. z. Verstärkg. v. frequenzmodul. Schwingg.“

REFERATE

*Von den mit einem * versehenen Referaten können Fotokopien der Originalarbeiten gegen Voreinsendung des Betrages von DMW 0,75 je Seite sowie des Schreibepostos zur Verfügung gestellt werden.*

Die Programm- und Studio-Technik im Fernsehen

In zwei Vorträgen der Reihe „Fernsehen“ des Außen-Instituts der Technischen Universität Berlin wurde den Hörern vermittelt, mit welchen technischen Voraussetzungen der Fernseh-Regisseur rechnen kann. Während Prof. Dr. Nestel, technischer Direktor des NWDR, sich in dem ersten Vortrag „Programm-Technik“ mit der Ausrüstung des Studios im Vergleich mit dem Film-Atelier befaßte, ging Dr. R. Möller, Fernseh-GmbH-Darmstadt, in dem folgenden Vortrag „Studio-Technik“ auf die technischen Funktionen der Studiogeräte ein.

Programm-Technik

Während man im szenisch aufgeteilten Film für eine Stunde fertigen Spielfilm mit hundert Stunden Aufnahme rechnen muß, kommt man im Fernsehen gegenwärtig zu einem Erfahrungswert von dreißig Stunden Proben für eine Stunde Programm. In Amerika kommt man mit nur zehn Stunden Vorbereitung aus. Das bedeutet die Belegung eines Studios einen ganzen Tag lang für nur eine Stunde Programm. Da in Amerika fünfzehn Programme pro Tag üblich sind, werden also fünfzehn Studios benötigt.

Ein Vielzweck-Studio muß mindestens 500 m² groß sein. In Amerika verwendet man provisorisch vorhandene Rundfunk-Studios; aber auch leerstehende Theater mit einem Laufsteg für die Kamera mitten durch den Zuschauerraum werden vielfach verwendet. In Büssum in Holland benutzt man mit großem Erfolg eine Kirche aus dem 16. Jahrhundert: im Mittelschiff das Fernseh-Studio, in einem Seitenschiff der Filmgeber, im anderen das Kulissenlager, auf der Orgelempore der Regieraum und auf dem Turm die Sendeantenne. Eine an sich wundervolle Raumverteilung.

Bildtechnik. Von der Kamera verlangt man Tiefenschärfe und Brennweite, die von der Größe der Fotokatode abhängen. Die alten Kameras von 1936 mit Fotokatoden 9 x 12 cm brauchten große Linsen bei kleiner Tiefenschärfe. Ein großer Fortschritt war die feinmaschige Fotokatode, von so kleinem Ausmaß, daß man die normalen Filmgrößen ver-

wenden kann; außerdem vergrößerte sich auch wesentlich die Auswahl an Objektiven. Die große Empfindlichkeit der Bildröhre erlaubt ein größeres Abblenden, wodurch die Tiefenschärfe zunimmt. Da nunmehr die Kamera auch panchromatisch aufzeichnet, ist ein übertriebenes Schminken nicht mehr notwendig. Wichtig ist im Regieraum das Kommando-Mikrofon, entweder mit Draht-Verbindung zu allen Anwesenden im Studio oder drahtlos auf langer Welle bzw. mit Dezimeter-Wellen. Technische Schwierigkeiten bereitet immer noch das Super-Ikonoskop. Es treten Störsignale auf, die eine Art „Wolke“ bilden, die mit der Bildhelligkeit wechselt. Eine besondere Bedienung zur Beseitigung dieser Störung am Kamera-Kontrollgerät ist notwendig. Erwähnt seien die außerordentlichen Trickmöglichkeiten am Mischpult, die dem Film-Regisseur nur mit sehr komplizierter Kopiertechnik gelingen. Sehr elegant ist die elektrische Einstellbarkeit der Grauskala, während beim Film die Steuerung der γ -Werte viel schwieriger ist.

Lichttechnik. Während man 1936 für das Ikonoskop Helligkeiten von 10 000 Lux brauchte, kam man mit dem Super-Ikonoskop auf 1000 Lux herunter, welcher Wert auch dem der Filmstudios entspricht. Das Image-Orthicon braucht nur 100 Lux (Fernseh-Übertragung beim Schein einer Kerze!). Auch für die Tontechnik ergeben sich besondere Gesichtspunkte in der Forderung des unsichtbaren Mikrofons u. dgl. n. Weitere Probleme sind der Übertragungswagen, der Reporter mit der Leicht-Kamera vor sich und einem Tonmeister-Sender auf dem Rücken.

Studio-Technik

Die wichtigsten im Studiobetrieb verwendeten Geräte sind Taktgeber, Fernseh-Kameras, Filmabtaster, Diapositiv-Abtaster, das Mischpult, Filmaufzeichnungsgerät, Reportagegerät u. a. (Abb. 1). Interessant ist, daß das Ikonoskop trotz der mannigfaltigen Weiterentwicklungen sich immer noch behauptet. Die BBC London verwendet es seit 1936. Der Aufnahmestab ist darauf so eingearbeitet, daß die Schwächen des Geräts mit Geschick umgangen werden. Es gibt immer noch die besten Halbtonbilder. Vorteilhaft ist die gekrümmte Kennlinie des Ikonoskops für die Signal-Amplitude in Abhängigkeit von der Beleuchtung, da sie die gerade entgegengesetzte Kennlinie der Braunschen Röhre kompensiert (Abb. 2). Das Maximum der Empfindlichkeit liegt bei 460 m μ , also etwas nach Blau gerichtet (Abb. 3). Dementsprechend wird man günstig mit Rot beleuchten, um zu farbrichtiger Wiedergabe zu gelangen. Nachteilig ist, daß man mit ziemlich langen Brennweiten arbeiten muß. Das Super-Iko, das in Hamburg und

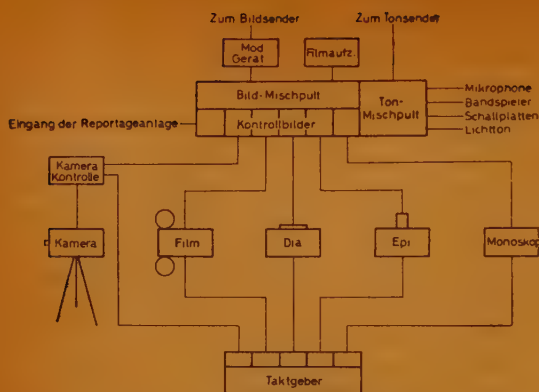


Abb. 1 Blockschema eines Studios

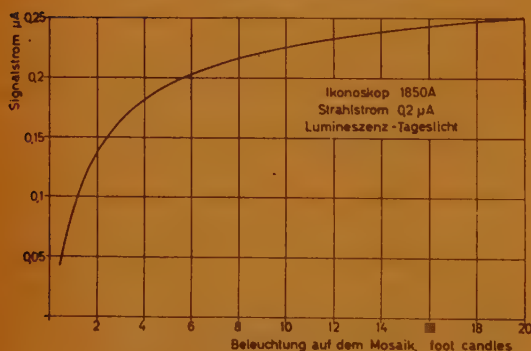
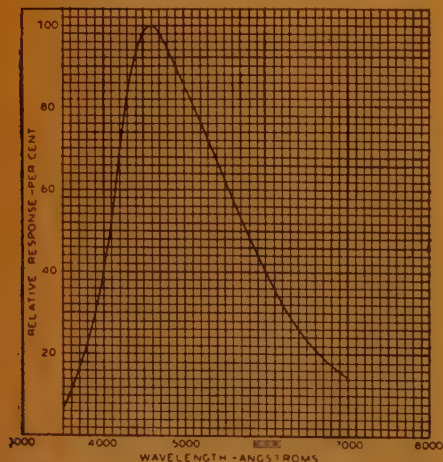


Abb. 2 Charakteristik eines Ikonoskops RCA



in Berlin eingesetzt wird, ist nicht so störsignalempfindlich, hat aber den Nachteil, daß es den Gleichstromwert nicht überträgt. Besondere Aussichten hat das Image-Orthicon, die Weiterentwicklung des Orthicon, trotz seiner Fertigungsschwierigkeiten (Abb. 4). Das Objektiv entwirft das Bild auf einer durchsichtigen Fotokathode. Die ausgedehnten Fotoelektronen werden durch eine Magnetlinse auf eine dünne Glasfolie abgebildet, vor der ein feindrähtiges Metallnetz zum Absaugen der Sekundärelektronen angebracht ist. Seine Struktur darf im Fernsehbild nicht zu erkennen sein, mehrere Öffnungen müssen auf einen Bildpunkt entfallen. In Amerika baut man Netze von 1000 bis 2000 Öffnungen/mm². Gleichzeitig soll die Lichtdurchlässigkeit groß sein. Die Breite eines Stegs ist 4 μ , die Dicke der Folie 1 μ , auch die Glasscheibe hat nur einige μ Stärke, womit die Leitfähigkeit auch die Rückseite erfäßt. Die Rückseite wird von einem Elektronenstrahl abgetastet. Neuerdings gelingt es auch in Deutschland, solche Netze zu bauen. Nachteile des Image-Orthicons sind: Der Strahl kann nur bis zu einem gewissen Grad durchmoduliert werden, eine geringe Betriebssicherheit, da die Glasfolie für die richtige Leitfähigkeit auf 50° C konstant gehalten werden muß, und

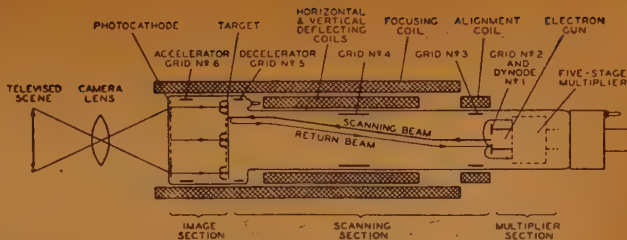
die Charakteristik ist geradlinig (Abb. 5). Das Vidicon hat den Vorteil, daß es nur 25 bis 30 mm Durchmesser besitzt und dadurch handlich wird, was für industrielle Anwendung wichtig ist; nachteilig wirkt sich der Fotoeffekt aus, der einen „Nachzieh-Effekt“ hat, d. h. die Leitfähigkeit klingt nicht sofort nach dem Abtasten ab (Bildeffekt weiße Fahne).

Die Filmabtastung ist in Amerika schwieriger, weil bei 60 Bildwechseln/sec auf zwei durchlaufende Filmbilder fünf Fernseh-Abtastungen entfallen; in Deutschland ist es einfacher, weil man den Film mit 25 Bildwechseln bei 50 Abtastungen/sec laufen lassen kann. Da man für deutsche Verhältnisse jedes Filmbild zweimal

Abb. 3 Spektralempfindlichkeit eines Ikonoskops, RCA

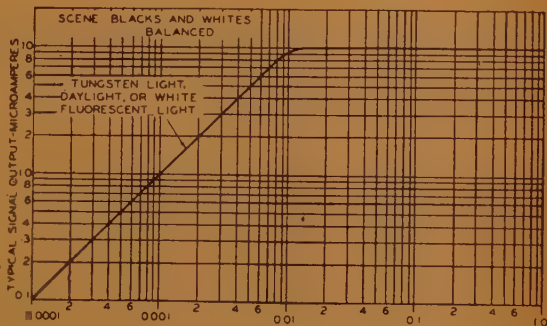
Rechts:

Abb. 4 Image-Orthicon,
schematisch, RCA



Rechts unten:

Abb. 5 Charakteristik
eines Image-Orthicons



abtasten muß, dient eine Doppeloptik für wechselseitige Abtastung mit gegenseitiger Überblendung, wozu eine fotoelektrische Steuerung dient.

Dia-Abtaster verwendet man gern als Modulationsgeber. In Amerika wird einfach eine normale Dia-Lichtprojektion auf ein Ikonoskop durchgeführt. Das auch in Deutschland bekannte Monoskop drückt das Bild in Druckschwärze auf die Speicherplatte des Ikonoskops auf, kann dann allerdings nur mit einem Text bzw. Bild benutzt werden.

Filmaufzeichnungsgeräte dienen dazu, während einer „life“-Sendung das Bild der Braunschener Röhre für Wiederholungssendungen festzuhalten. Dabei muß das kontinuierliche elektronische Bild dem ruckweise geförderten Film angepaßt werden. Ein Verfahren der CBL tastet die Braunschener Röhre nach dem Durchschalten des Malteser-Kreuzes hell und bringt gleichzeitig durch einen Kontakt ein elektronisches Zählwerk zum Anlauf, das genau 525 Zeilen abzählt; dann wird die Braunschener Röhre zum Weiterschalten des Films dunkelgetastet. Das ist jedoch nur in Amerika durch die lange Zeitdifferenz von Film zu Fernsehbild $\frac{1}{24}$ auf $\frac{1}{30}$ sec möglich, während nach der deutschen Norm die Zeit $\frac{1}{24}$ auf $\frac{1}{25}$ sec dafür zu kurz ist. Man benutzt daher das Verfahren der Filmabtastung mit einer Doppeloptik in der Umkehrung.

Die Bedingungen des Fernseh-Empfangs

Im letzten Vortrag der Reihe „Fernsehen“ des Außeninstituts der Technischen Universität gab Dipl.-Ing. Rudert, Fernseh-GmbH, Darmstadt, einen umfassenden Überblick über die physiologischen und technischen Voraussetzungen für den Fernseh-Empfang.

Die Fernseh-Technik hat sich im Laufe der Jahrzehnte von einem zunächst vorwiegend optischen

zu einem vorwiegend hochfrequenztechnischen Problem entwickelt. Es ist ein Verdienst des Vortragenden, die Bedingungen des Fernseh-Empfangs vom menschlichen Seh-Organ aus entwickelt zu haben, da diese Betrachtungsweise heute sehr vernachlässigt wird. Wenn auch der Wahrnehmungsbereich des Auges über 100° beträgt, so beschränkt sich das „Scharfsehen“ (Erkennen von Einzelheiten) auf einen Raumwinkel von 1° . In dem erweiterten Raumwinkel von 10° ist noch ein Bildüberblick (Unterscheidung von Formen) möglich. Innerhalb des 1° -Scharfseh-Winkels kann man das Auflösungsvermögen des Auges zu 1 bis 2 Bogenminuten annehmen, so daß ein 30-Zeilen-Bild in diesem Bereich die günstigste Auflösung geben würde. Mit der Norm von rund 600 Zeilen hätte man optimal einen Raumwinkel von 20° zur Verfügung, also nur einen Ausschnitt des wahrnehmbaren Bildgeschehens. Würden wir das Fernseh-System auf unseren „Horizont“ von 180° erweitern, käme man auf 6000 Zeilen mit einer Bandbreite von 600 MHz. Demgegenüber ist die technische Erfassung akustischen Geschehens viel weiter fortgeschritten. Immerhin ist auch das Kinobild, das uns befriedigt, auf nur 20° beschränkt. Aus einem Diagramm Bildgröße als Funktion des Betrachtungsabstandes mit dem Parameter der Zeilenzahlen erkennt man für unsere Norm, daß für eine 35-cm-Röhre die optische Augen-Entfer-

nung ein Meter beträgt. Innerhalb dieses Abstandes fällt das Raster auf, außerhalb desselben verwischen sich die Einzelheiten. Bei der größten Röhre von 80 cm Durchmesser ist der Abstand 2 m. Bei 800 Zeilen braucht man in 1 m Abstand eine 50 cm-Röhre, während bei 405 Zeilen für die 60 cm-Röhre der optimale Abstand bei 2,5 m liegt. Weitere Überlegungen der Perspektive sehr unterschiedlicher Bilder führen zu einem vernünftigen Kompromiß in der Wahl der Brennweiten der Objektive.

Beachten wir, daß das Ohr ein fast ungerichteter Empfänger ist und das Auge ein gerichteter, so ergeben sich Gesichtspunkte für die Aufstellung des Empfängers im Raum. In England baut man z. B. Dreieck-Gehäuse zur Aufstellung in einer Zimmerecke. Für die Bildhöhe — Bildmitte vom Fußboden aus — ergibt sich ein Optimum von 80 cm. Für die Einstellung von Kontrast und Grundhelligkeit erweist sich eine Fernbedienung als zweckmäßig. Zur Vermeidung von Glanzlichtern auf dem Schirm bewährt sich die horizontale zylindrische Krümmung, während der Schirm in der Vertikalen ungewölbt ist.

Zur Erzeugung des Bildes ist zu bemerken, daß der „Relaischirm“, der eine fremde Lichtquelle steuert wie z. B. das Eidophor, große Aussichten für die künftige Entwicklung hat. Für gute Bildwirkung sind Auflösung, Gradation, Helligkeit und Kontrastumfang maßgebend. Von den vielen Farbschattierungen der Luminofore des Bildschirms ermüden die Farben zwischen gelb und blau am wenigsten das Auge. Besonders vorteilhaft ist chamols. Den Kontrastumfang des Kinobildes von 1 : 100 kann man mit der Braunschen Röhre weit überschreiten. Optische Gründe reduzieren den Umfang, so z. B. die Lichthofbildung in der Glasoberfläche des Schirms und die Rückleuchtung in die Röhre hinein als Aufhellung. Als Abhilfe ist günstig eine Metallschicht hinter dem Schirm. Die Kontrastminderung durch das Licht im Raum kann durch die Anwendung eines graugefärbten Glases (Darkglas) verbessert werden. Wegen der Raumbeleuchtung muß auch die Bildhelligkeit größer als beim Kinobild sein. Es gibt jetzt Röhren, die 5...10 Hefnerkerzen/Watt abgeben, entsprechend einem Lichtwirkungsgrad von 5%, womit eine zehnmal größere Helligkeit als auf der Kinoleinwand erzielt wird. Der Wirkungsgrad ist damit größer als der einer Glühlampe von nur 2 HK/W; er entspricht eher den modernen Leuchtröhren.

Zur Gradation ist zu sagen, daß man in der Betrachtung der Natur etwa 600 Stufen unterscheiden kann, während Bilder mit etwa 100 Stufen auch noch als recht gut bezeichnet werden. Bei unseren gegenwärtigen Fernseh-Bildern müssen wir uns mit 30 bis 50 Stufen zufrieden geben. Zusammen-

fassend ergibt sich als Forderung neben der vollen Auflösung ein Kontrastumfang 1:100, mindestens 50 Graustufen und zehnfache Kinohelligkeit.

Sehr hohe Anforderungen werden an die geometrische Abbildungsstreuung gestellt. Das Auge ist in der Beurteilung — z. B. eines Kreises — so empfindlich, daß es eine Abweichung von 2% merkt. Die Bildverzerrungen, namentlich die kissenförmige Zerehnung, werden durch konstruktive Maßnahmen im Elektrodensystem der Röhre reduziert z. B. Zusatzfeld durch einen Permanentmagneten. Aufgabe des Konstrukteurs ist ferner, einen geeigneten Kompromiß zwischen Strahlschärfe und Defokussierung durch die Wirkung der Ablenkspulen zu finden. Eine Lösung besteht beispielsweise darin, das Trioden-System der Braunschen Röhre zu einer Tetrode zu erweitern, indem die zusätzliche Hilfsanode eine Vorkonzentration bewirkt. Die durch die Schirmkrümmung verursachte Herabsetzung der Tiefenschärfe kann wieder verbessert werden durch eine Nachfokussierung. Die Erfüllung höchster Forderungen bedingt also einen hohen Aufwand.

Die Empfänger-Verstärkung besteht zunächst aus der HF-Eingangsstufe mit einer Röhre der Verstärkung 1 : 10 mit dem gleichzeitigen Zweck der Anpassung an die Mischstufe. Der ZF-Teil hat die Aufgabe der Empfänger-Selektion, dann kommt der Video-Gleichrichter, der auf einen kleinen Richtwiderstand arbeiten muß, schließlich hat der Video-Verstärker — mit einer Stufe — die demodulierte Spannung am Richtwiderstand des Gleichrichters auf 10 bis 20 V zu verstärken.

Es ist also eine Antennenspannung von 100 μ V auf 1 : 10 in der UKW-Stufe zu verstärken, weiter auf 1 : 1000 in der ZF-Stufe und nochmals 1 : 10 in der Video-Stufe. Sehr verschieden geartete Forderungen ergeben sich für den ZF-Verstärker in bezug auf die Störung der NachbarKanäle, so daß auch hier wieder Kompromisse notwendig werden. Störend sind auch die Oberwellen der ZF, die zurück auf die Eingangsspannung bei geeigneter Frequenz stoßen. Man kommt so aus vielerlei Gründen nicht zu einer eindeutig befriedigenden Wahl einer optimalen ZF. Interessant sind die vielen konstruktiven Lösungen der Spulenrevolver für die Abstimmung der 6 bzw. 12 Kanäle, interessant auch die Maßnahmen gegen die Rausch-Impulsstörungen in bezug auf die Synchronisierung. So schließt man z. B. den Horizontalimpuls durch einen Tiefpaß zur Auslebung der Grundwelle, die dann zur Mitnahme eines auf die Zellenfrequenz abgestimmten Schwingungskreises verwendet wird. Durch Abschneiden der Sinusschwingungen ergibt sich wieder ein Impuls für die Synchronisierung des Kippgeräts. In anderer Weise kann man auch einen Phasenvergleich durchführen, indem man den ört-

lich erzeugten Sägezahn mit dem ankommenden Impuls addiert und durch eine Phasen-Diskriminatorschaltung eine Gleichspannung als Steuerung für die Regelung eines Schwingungskreises benutzt, der wiederum den Sägezahn-Generator steuert.

F. Winckel

Halbleitertagung in Kiew

Die theoretische und experimentelle Untersuchung der Eigenschaften von Halbleitern ist ein in der Sowjetunion besonders intensiv bearbeitetes Teilgebiet der Physik. Die experimentellen Arbeiten werden vor allem im Physikalisch-Technischen Institut der Akademie in Leningrad und die theoretischen hauptsächlich im Physikalischen Institut der Ukrainischen Akademie in Kiew durchgeführt. Über die Fortschritte, die dabei in den letzten Jahren erarbeitet worden sind, wurde auf einer Tagung in Kiew in 37 Vorträgen Rechenschaft abgelegt.

Die theoretischen Diskussionen, die auch in der Fachliteratur ständig weitergeführt werden, betrafen vor allem die Frage, wie weit man die Zonentheorie als gültig ansehen kann und wo sie durch die neue, von S. I. Pekar (Kiew) entwickelte Polaronentheorie abzulösen ist. Unter Polaronen werden Elektronen verstanden, die auf Grund ihrer Wechselwirkung mit der Polarisation des Ionenkristalls in bestimmten Zuständen lokalisiert sind. — Ebenfalls in Kiew wurde von V. E. Laschkarew eine Theorie über die Photo-EMK entwickelt, nach der ein wesentliches Merkmal der Defektleiter die Bildung von Photoelektronen ist, die über beträchtliche Entfernungen diffundieren können. Beobachtungen von Laschkarew und Mitarbeitern an CdS-Einkristallen wurden durch die Annahme gedeutet, daß durch das Licht, welches die Elektronen auf die örtlichen Niveaus bringt, verhältnismäßig langsam aktive Zentren gebildet werden, von denen aus der Photoeffekt, während die erzeugten Löcher zum größten Teil auf Haftniveaus festgehalten werden, weiterverläuft. Über weitere Messungen berichteten Kolomijetz (Leningrad) — Photoleitfähigkeit von PbS —, Misseljuk und Mertens (Kiew) — Negativer Photoeffekt von Ag_2S — sowie Meikljär (Moskau) — Innerer Photoeffekt in AgCl und AgBr, Auffindung einer durch kolloides Silber verursachten Bande.

In Leningrad werden u. a. Untersuchungen durchgeführt, die die Entdeckung neuer Halbleiter zum Ziel haben. So berichten z. B. Blum, Mokrowski und Regel über Versuche an Gemischen aus Te, Se und Hg, durch die die Theorie von A. F. Ioffe bestätigt wird; danach ist der Leitfähigkeitstyp nicht an ein periodisches Gitter gebunden, sondern durch die Koordinationszahl, die Bindungsart und

die interatomaren Abstände bestimmt. In weiteren Vorträgen wurde über α -Sn und einige organische Farbstoffe, an denen Gase adsorbiert waren, berichtet, sowie über den Gleichrichtereffekt von Sperrschichten aus $\text{Mg} + \text{Sb}$ und aus $\text{Zn} + \text{Sb}$. Theoretische Arbeiten stehen auch im Vordergrund bei der Untersuchung von Oberflächen- und Kontakterscheinungen, und zwar wurde die Theorie des Kontaktes von Halbleitern der verschiedenen Typen von A. I. Gubánow (Leningrad) entwickelt, während Laschkarew (Kiew) über die Austrittsarbeit und die Leitfähigkeit eines Halbleiters bei Vorhandensein von Oberflächenladungen sowie über die Diffusion von Stromträgern in Halbleitern mit gemischter Leitfähigkeit sprach. Seine Theorie wurde durch Messungen von Ljaschenko und Stepko an Cu , O, ZnS und CdS insofern bestätigt, als die Änderung der Austrittsarbeit infolge von Adsorption verschiedener Gase nicht so sehr durch die Bildung einer aus den adsorbierten Dipolmolekülen bestehenden Doppelschicht, sondern hauptsächlich dadurch verursacht wird, daß sich die Besetzung des Oberflächenniveaus ändert.

Über die thermischen Eigenschaften von Halbleitern wurde u. a. im Institut für Mathematik und Physik der Aserbaidshanischen Akademie gearbeitet, wo z. B. festgestellt wurde, daß die Temperaturabhängigkeit der Wärmeleitfähigkeit von Molybdänsulfid auf den Wärmeenergietransport durch Leitungselektronen schließen läßt. Bei den Berichten über die Herstellung und Verwendung von Photoelementen traten schwerwiegende Mängel zutage; insbesondere ist die Zusammenarbeit zwischen Forschung und Praxis unbefriedigend.

Kirschstein

(Von der Originalarbeit können Übersetzungen in beschränktem Umfang vom Verfasser zur Verfügung gestellt werden. Preis auf Anfrage.)

Symmetrierung und Transformation mit Koaxialleitungen*

In der Hochfrequenztechnik besteht vielfach die Aufgabe, die Ausgangsspannung eines Gerätes, von dem eine Ausgangsklemme geerdet ist, den Eingangsklemmen eines Verbrauchers, z. B. einer Antenne, so zuzuführen, daß diese Eingangsklemmen symmetrische Spannungen gegenüber Erdpotential haben. Dazu braucht man Symmetrierglieder. Sie können auch in umgekehrter Richtung benutzt werden und formen dann symmetrische Spannungen in unsymmetrische um. Außerdem kann man dabei in vielen Fällen den Wellenwiderstand ver-

*) A. Ruhrmann, Telefunken-Zeitung, Jg. 24, Nr. 93 (Dezember 1951), S. 237.

ändern, so daß diese Glieder auch transformierende Wirkung haben¹⁾.

Unter den für diese Aufgaben denkbaren Schaltelementen sind, soweit sie aus Anordnungen koaxialer Leitungen bestehen und für kurze und kürzeste Wellen geeignet sind, vor allem folgende zu erwähnen: 1. Die $\lambda/2$ -Umwegleitung. — 2. Der Phasentransformator nach Buschbeck, der auch noch für Wellen zwischen 15...85 m ausgeführt wurde. — 3. Die Symmetrierungsschleife, die ohne Transformation von Percival und White angegeben wurde und als EMI-Schleife in runder und gestreckter Ausführung bekannt wurde. Um die Abstrahlung der bei dieser Anordnung auch auf der äußeren Oberfläche des Außenleiters fließenden Hochfrequenzströme zu verhindern, kann man diese Schleife durch ein Gehäuse abschirmen. Derartige Ausführungen wurden für $\lambda = 50$ cm in den deutschen Radar-Geräten verwendet. Von W. Buschbeck wurde eine Anordnung für mittlere und lange Wellen angegeben, bei der die beiden Schleifenhälften schraubenförmig ineinander angebracht sind. — Mit gleichzeitiger Transformation wurde die Symmetrierungsschleife von Cork und Pawsey angegeben, die sich von der EMI-Schleife dadurch unterscheidet, daß durch einen zusätzlichen Kurzschlußschieber und einen Schieber mit dem Widerstand der symmetrischen Belastung die richtige Transformation zwischen Eingang und Ausgang hergestellt werden kann. Eine ähnliche Symmetrierungsschleife mit Transformation wurde durch v. Radinger vorgeschlagen. — Bei dem Potentialtransformator von Buschbeck ist der Vorgang der Symmetrierung und Transformation auf zwei Schleifen verteilt und gestattet so eine Umwandlung des Wellenwiderstandes im Verhältnis 1 : 4. Um die bei größeren Wellenlängen unangenehm große Baulänge zu vermeiden, werden die Schleifen wellenartig angeordnet. Durch Hinzufügen einer Kompensationsschaltung läßt sich erreichen, daß die Schleife für einen großen Frequenzbereich ihre Wirkung behält. Eine symmetrische Doppelschleife ergibt eine Transformation 1 : 9, mit Mittelleiter 1 : 16. — 4. Besonders häufig wird der $\lambda/4$ -Sperrtopf verwendet, der nach dem Erfinder auch Lindenblad-Topf genannt wird. Er kann symmetrisch, aber auch unsymmetrisch ausgeführt werden. — 5. Die Breitbandkompensation läßt sich dadurch erreichen, daß man die Schleife durch Hinzufügen von Reihen- und Parallelresonanzkreisen zu einem vollständigen Π -Glied ergänzt. Bei kürzeren Wellen werden die Schwingungskreise durch offene oder kurzgeschlossene Stücke von konzentrischen Leitungen ersetzt.

Auch dort, wo keine Symmetrierung, sondern nur Transformation erforderlich ist, kann man mit

Schleifenanordnungen arbeiten. Man erreicht so nach der Anordnung Transformationen von 1 : 4 bis 1 : 16. Durch Hinzufügen von Kompensationsgliedern lassen sich auch diese reinen Transformationsanordnungen breitbandig machen.

An Hand der in der Originalarbeit gegebenen Charakterisierung der einzelnen Anordnungen kann man die für eine bestimmte Aufgabe günstigste Lösung ermitteln. Ein umfangreiches Literaturverzeichnis vermittelt weitere ins einzelne gehende Quellen.

(Umfang der Originalarbeit 14 Seiten)

Entwicklungsprobleme des Fernsehsenders

Ein Fernsehsender unterscheidet sich von einem Rundfunksender für Sprache oder Musik nicht nur durch die größere Bandbreite (5...6 MHz), sondern vor allem dadurch, daß in diesem breiten Bande nicht nur die Amplituden, sondern auch die Phasen linear übertragen werden müssen. Außerdem muß zur Verringerung des übertragenen Frequenzbandes eines der beiden Seitenbänder zum größten Teil unterdrückt werden¹⁾.

Die z. Z. im In- und Ausland gebauten Fernsehsender unterscheiden sich teilweise in ihrem grundsätzlichen Aufbau, da dieser nach zwei verschiedenen Gesichtspunkten angeordnet werden kann: Einerseits kann man in einer Vorstufe modulieren, dann müssen alle folgenden Stufen für das breite Frequenzband bemessen sein, die zur Modulation erforderliche Leistung bleibt aber gering. Andererseits kann man in der Endstufe modulieren; dann braucht man die Verstärkerstufen nicht für breite Frequenzbänder zu bemessen, muß aber für die Modulation eine mit der Sendeleistung vergleichbare Leistung zur Verfügung stellen. Bei der von Telefunken angewandten Gittermodulation ist für die 1-kW-Stufe die zweite Lösung günstiger. Bei Anodenmodulation wäre die erforderliche Leistung noch wesentlich höher.

Infolge der kurzen Wellenlänge von etwa 1,5 m können die Verbindungsleitungen, z. B. zwischen den einzelnen Senderstufen, in ihrer transformierenden Wirkung nicht mehr vernachlässigt werden. Das zur Unterdrückung eines Seitenbandes dienende „Restseitenbandfilter“ wird meistens in einiger Entfernung vom Sender aufgestellt. Um Reflexionen zu vermeiden, muß es deshalb für das ganze Frequenzband gut angepaßt werden. Dies ist nur möglich, wenn die zu unterdrückende Seitenbandleistung in Verlustwiderständen vernichtet wird. Von der Gesamtleistung geht dabei trotzdem

¹⁾ W. Burkhardtmaier, Telefunken-Zeitung, Jg. 24, Nr. 93 (Dezember 1951), S. 193.

nicht viel verloren, da das Seitenband erst in einem Abstand von 1 MHz vom Träger abgeschnitten wird und jenseits dieser Grenze die im Seitenband enthaltene Leistung nur 2,6 % der Höchstleistung beträgt.

Mit Hilfe der dem Sender beigegebenen Kontroll- und Abstimmgeräte kann man sein Frequenzverhalten, die Anpassung der Antenne und des Restseitenbandfilters sowie die Modulationskennlinie laufend gut überwachen und, falls nötig, die erforderlichen Nachstellungen vornehmen.

Die vor dem Kriege in Deutschland von Telefunken gebauten Fernsender hatten eine Leistung von 16 kW. Die jetzt gelieferten Fernsender haben bei einer Frequenz von 200 MHz eine Leistung von 1 kW und sind für eine spätere Erweiterung auf 10 kW vorgesehen. Roe.

(Umfang der Originalarbeit 9 Seiten)

BUCHBESPRECHUNG

Microphones

114 Seiten, 78 Abb., Kart. 15 s
(etwa DM 9.—)

Hilfe & Sons, Ltd.,

Dorset House, Stamford Street, London S. E. 1

Das Buch, von der technischen Lehrgruppe der BBC zusammengestellt, spiegelt die große Erfahrung wider, welche die Ingenieure der BBC an Mikrofonen im Laufe vieler Jahre gesammelt haben. Seine volle Nutzanwendung setzt natürlich zumindest Grundkenntnisse in der Elektrotechnik, besonders der Wechselstromtheorie, voraus. Nach theoretischen Abhandlungen über Elektroakustik sind unter anderem die Konstruktion und charakteristischen Merkmale des Bändchen-, Tauchpulen-, Kristall- und Kondensatormikrofons, die alle in den Studios der BBC verwendet wurden, herausgestellt. Ingenieuren der Mikrofontechnik kann diese Lektüre etwas bieten, Studierenden recht viel.

A Comprehensive Radio Valve Guide

Von W. J. May

52 Seiten, 5 sh (etwa DM 3.—)

Bernards (Publishers) Ltd., The Grampians,
Western Gate, London, W. 6

Das Buch gewährt eine Übersicht in guter Anordnung über die Hauptdaten und Sockelschaltungen von über 2000 Rundfunkröhren, ES-Röhren, Stabilisatoren, Gleichrichter usw. englischer und amerikanischer Herkunft. Es wird denen ein willkommener Helfer sein, die ihre bisherigen Röhrenunterlagen für überholt halten. Kz.

FACHZEITSCHRIFTEN von hoher Qualität

FUNK UND TON

Monatsheft für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik

FUNK-TECHNIK

Radio • Fernsehen • Elektronik

LICHTTECHNIK

Beleuchtung • Elektrogerät
Installation

PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT

Organ des Verbandes
der Deutschen Photographischen
Industrie e.V.

KINO-TECHNIK

Schmalfilmkino • Filmtechnik
Lichtspieltheater

KAUTSCHUK UND GUMMI

Zeitschrift für die Kautschuk- und
Asbestwirtschaft, Wissenschaft und
Technik

Probeheft kostenlos

VERLAG FÜR

RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

HELIOS-VERLAG GMBH

Berlin-Borsigwalde (Westsektor)

Aus unserem Programm!

- UKW-Fernsehmeßsender M 612
- Breitband-Leistungs-Wobbler M 615
- Impedanz-Meßgerät M 616
- Richtleiter-Voltmeter M 619

TECHNISCHES LABORATORIUM KLAUS HEUCKE · VIERNHEIM/HESSEN

FTH

Alle Arten
ausländische RÖHREN

Über 600 Typen am Lager · Große Bruttopreis-
liste · Händlerrabatte

Das breiteste Sortiment für alle Verwendungs-
zwecke · Handelsübliche Garantie auf alle Röh-
ren · Ständiger Ankauf aller ausländischen Typen

Frankf. Techn. Handelsges.
Frankfurt-M., Schumannstraße 15 · Telefon 78115

INGENIEUR

für die Verbindungsstelle zwischen
Entwicklung und Fertigung, sowie
für die Planung von Anlagen für
Trägerfrequenztechnik von Süd-
deutschem Unternehmen gesucht.
Bewerbungen möglichst mit Licht-
bild, frühestem Eintrittstermin, so-
wie Gehaltsansprüchen an

P. Q. 4543 (US)

BACO

ZERNÄCKER

Wechselstrom- und Gleichstrom-Voltmeter

WIDERSTÄNDE

Wasser-Paraffin-Druck

POTENTIOMETER

KLEIN-AUTOMATEN

CEBA

Elektrotechnische Fabrik
FRANKFURT A.M.-NIED
Mainzer Landstr. 689/91 · Tel. 12943